

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

JHEYSON FERNANDES DE PAULA

PROJETO DE ENLACE ÓPTICO SUBMARINO UTILIZANDO CANAIS DE 100 Gbps

PATOS DE MINAS  
2021

JHEYSON FERNANDES DE PAULA

PROJETO DE ENLACE ÓPTICO SUBMARINO UTILIZANDO CANAIS DE 100 Gbps

Trabalho de conclusão de curso apresentado à banca examinadora como requisito de avaliação da disciplina de TCC2 da graduação em Engenharia Eletrônica e de Telecomunicações, da Faculdade de Engenharia Elétrica, da Universidade Federal de Uberlândia, Campus Patos de Minas.

Orientador: Prof. Dr. André Luiz Aguiar da Costa

PATOS DE MINAS  
2021

**JHEYSON FERNADES DE PAULA**

PROJETO DE ENLACE ÓPTICO SUBARINO UTILIZANDO CANAIS DE 100 Gbps

Trabalho apresentado como um dos requisitos para aprovação na disciplina de Trabalho de Conclusão de Curso 2 do curso de Engenharia Eletrônica e de Telecomunicações da Universidade Federal de Uberlândia - Campus Patos de Minas.

Patos de Minas, 09 de julho de 2021.

**COMISSÃO EXAMINADORA:**

---

**Prof. Dr. André Luiz Aguiar da Costa**

**Universidade Federal de Uberlândia**

**Orientador**

---

**Prof. Dr. Alexandre Coutinho Mateus**

**Universidade Federal de Uberlândia**

**Examinador**

---

**Prof. Dr. Luciano Xavier Medeiros**

**Universidade Federal de Uberlândia**

**Examinador**

# Agradecimentos

Agradeço a todos envolvidos nesse trabalho e àqueles que me acompanharam ao longo desses anos, pelos conselhos e ensinamentos que de alguma forma contribuíram para realização do mesmo.

Agradeço aos meus pais Edna e José, e aos meus irmãos pelo apoio incondicional.

Agradeço ao Prof. Dr. André Luiz Aguiar da Costa pela paciência, auxílio e companhia durante o desenvolvimento do trabalho e afins.

Agradeço aos meus colegas e amigos de curso que tive oportunidade de conhecer e compartilhar as dificuldades e alegrias, e também àqueles que faleceram e fizeram parte dessa caminhada.

Agradeço à Universidade Federal de Uberlândia (UFU) pela oportunidade de ter cursado uma graduação de qualidade, com profissionais bem capacitados e pelo crescimento pessoal e profissional que me foi proporcionado.

Agradeço a comunidade da UFU, *Campus Patos de Minas*.

# Resumo

A contínua expansão das redes de comunicação e o surgimento de novas tecnologias levam a uma maior demanda por banda, um sistema mais robusto capaz de suportar grande tráfego de dados em longas distâncias, aplicadas em redes nacionais, internacionais e intercontinentais. Demanda essa adquirida através dos surgimentos de novos serviços como streaming de vídeo, jogos on-line, serviços de voz, vídeo conferência, entre outros que continuam a se expandir cada vez mais. Como solução para essa demanda crescente enlaces ópticos são utilizados devido a sua grande capacidade de transmissão e flexibilidade de usuários. Para poder avaliar o comportamento de um sistema desse tipo, a proposta é realizar simulação de um enlace óptico submarino analisando como o sistema se comporta durante a transmissão em longas distâncias e para uma grande quantidade de usuários em canais de 100 Gbps. Além disso, avaliar efeitos de distorções e não linearidades do sinal.

**Palavras-chave:** Enlace óptico. Longas distâncias. Necessidade por banda.

# Abstract

*The expansion of communications networks and the emergence of new technologies leads to a greater demand for bandwidth, a more robust system capable of supporting large volumes of data over long distances, systems in national, international and intercontinental networks. Demand is an acquisition through new services such as streaming video, online games, voice services, video conferencing, among others that are out there more and more. As the solution to the great demand increases the optical links due to the great transmission capacity and flexibility of users. The system analyzer's ability to support a submarine analysis model as an operating system is adequate during long-range transmission and for a greater number of users in 100 Gbps channels. Also, welcome the distortions and non-linearities of the signal.*

**Keywords:** *Optical link. Long distances. Need by band.*

# Sumário

Agradecimentos .....	iv
Resumo .....	v
Abstract.....	vi
Sumário.....	vii
Capítulo 1 .....	9
Introdução.....	9
1.1 Histórico da evolução dos cabos submarinos .....	12
1.2 Problematização .....	14
1.3 Objetivos.....	15
1.3.1    Objetivos gerais .....	15
1.3.2    Objetivos específicos .....	15
1.4 Justificativa .....	15
1.5 Proposta e organização do trabalho .....	16
Capítulo 2 .....	17
Efeitos lineares e não-lineares .....	17
2.1 Atenuação .....	19
2.2 Dispersão Cromática.....	21
2.3 Automodulação de fase.....	23
2.4 Modulação cruzada de fase.....	24
Capítulo 3 .....	26
Amplificadores .....	26
3.1 Funcionamento dos amplificadores .....	27
3.1.1    Absorção .....	27
3.1.2    Emissão espontânea .....	28
3.1.3    Emissão estimulada .....	29
3.2 Processo de amplificação do EDFA .....	29
3.2.1    Características de bombeio .....	31
3.2.2    Ganho.....	31
3.2.3    Ruído ASE .....	32
3.2.4    Relação sinal-ruído .....	33
3.2.5    Figura de ruído.....	34
3.2.6    Tilt.....	34
Capítulo 4 .....	36
Transmissor e Receptor .....	36
4.1 Transmissor óptico digital coerente .....	37
4.2 Receptor óptico coerente .....	39
Capítulo 5 .....	44
Simulações e Resultados .....	44
5.1 Setups de simulações .....	44
5.1.1    Back-to-Back .....	44
5.1.2    Setup para a transmissão.....	47
5.2 Resultados.....	49
5.2.1    Resultados <i>Back-to-back</i> .....	49
5.2.2    Variação de espaçamento entre amplificadores para vinte canais .....	51
5.2.2.1.    Setup com 50 km de fibra.....	52
5.2.2.2.    Setup com 70 km de fibra.....	53
5.2.2.3.    Setup com 90 km de fibra.....	54

5.2.3	Distância máxima percorrida para vinte canais .....	55
5.2.4	Distância máxima percorrida para quarenta canais .....	57
5.2.5	Distância máxima percorrida para oitenta canais .....	58
Capítulo 6	.....	62
Conclusões e Discussão	.....	62
Referências	.....	64



## Lista de Figuras

Figura 1 - Demanda de tráfego residencial, móvel e de negócios de 2012 a 2017 .....	10
Figura 2 - Demanda de tráfego de TV residencial por assinatura de 2012 a 2017.....	10
Figura 3 - Smartphones e tablets com capacidade global para IPv6 em bilhões.....	11
Figura 4 - Localização dos cabos submarinos .....	12
Figura 5 - Representação da tecnologia WDM .....	19
Figura 6 - Atenuação da fibra óptica em função do comprimento de onda.....	20
Figura 7 - Pulso óptico com 1 mW de potência na entrada da Fibra óptica.....	21
Figura 8 - Efeito da atenuação após 100 km de propagação na Fibra. ....	21
Figura 9 - Pulso óptico com 1 mW de potência na entrada da Fibra óptica.....	22
Figura 10 - Efeito da dispersão após 10 km de propagação na Fibra.....	22
Figura 11 - Representação das componentes da dispersão cromática .....	23
Figura 12 - Espectro do pulso óptico com 1 W de potência na entrada da fibra óptica. ....	24
Figura 13 - Espectro do pulso com a SPM após 10,7 km.....	24
Figura 14 - Pulso óptico com 0,06W e 1800 W de potência respectivamente em cada canal. ....	25
Figura 15 - Efeito da XPM após 10 m de propagação na Fibra. ....	25
Figura 16 - Representação das configurações dos amplificadores ópticos .....	27
Figura 17 - Representação do processo de absorção .....	28
Figura 18 - Representação do processo de emissão espontânea.....	28
Figura 19 - Representação do processo de emissão estimulada .....	29
Figura 20 - Esquemático EDFA .....	30
Figura 21 - Representação dos níveis de energia dos íons de érbio .....	30
Figura 22 - Representação do ruído ASE após amplificação. ....	33
Figura 23 - Representação simplificada do processo de amplificação .....	33
Figura 24 - Representação do tilt após a passagem de dois canais por um amplificador.....	35
Figura 25 - Diagrama de blocos do transmissor coerente .....	37
Figura 26 - Diagrama de constelação do sinal em fase e em quadratura das polarizações com taxa de transmissão de 56 Gbps cada .....	38
Figura 27 – Luz polarizada em X e Y .....	38
Figura 28 - Receptor coerente DP-QPSK.....	39
Figura 29 - Diagrama de blocos acoplador híbrido 90° 2x4.....	40
Figura 30 - Saídas acoplador híbrido 90° 2x4 .....	40
Figura 31 - Principais componentes de um DSP e suas respectivas constelações .....	42

Figura 32 - Equalizador adaptativo na configuração borboleta.....	43
Figura 33 - Configuração <i>back-to-back</i> para caracterização do sistema.....	44
Figura 34 - Curva de dispersão cromática para fibra G.652.....	47
Figura 35 - Configuração padrão do setup para os diversos cenários de teste proposto .....	49
Figura 36 - BER x OSNR para o cenário <i>back-to-back</i> do canal 41 .....	50
Figura 37 - BER x OSNR para o cenário <i>back-to-back</i> do canal 43 .....	50
Figura 38 - BER x OSNR para o cenário <i>back-to-back</i> do canal 45 .....	51
Figura 39 - BER x Distância para 50 Km de fibra .....	53
Figura 40 - BER x Distância para 70 Km de fibra .....	54
Figura 41 - BER x Distância para 90 Km de fibra .....	55
Figura 42 - Espectro de entrada para 20 canais .....	56
Figura 43 - Espectro de saída para 20 canais .....	56
Figura 44 - BER x Potência por Canal para 20 canais .....	56
Figura 45 - Espectro de entrada para 40 canais .....	58
Figura 46 - Espectro de saída para 40 canais .....	58
Figura 47 - BER x Potência por Canal para 40 canais .....	58
Figura 48 - Espectro de entrada para 80 canais .....	60
Figura 49 - Espectro de saída para 80 canais .....	60
Figura 50 - BER x Potência por Canal para 80 canais .....	60

## Lista de Tabelas

Tabela 1.1 - Tráfego de IP global de 2016 a 2021 .....	10
Tabela 5.1 - Parâmetros inseridos nos blocos em modo iteração .....	45
Tabela 5.2 - Canais utilizados no cenário <i>back-to-back</i> com sua respectiva dispersão .....	47
Tabela 5.3 - Frequências utilizadas para o cenário de 20 canais .....	51
Tabela 5.4 - Coeficiente de dispersão calculado para cada canal .....	52
Tabela 5.5 - Variação de valores inseridos no controle de loop para 50 Km de comprimento de fibra .....	52
Tabela 5.6 - Variação de valores inseridos no controle de loop para 70 Km de comprimento de fibra .....	53
Tabela 5.7 - Variação de valores inseridos no controle de loop para 90 Km de comprimento de fibra .....	54
Tabela 5.8 - Frequências utilizadas para um cenário de 40 canais propagadas em longas distâncias .....	57
Tabela 5.9 - Frequências utilizadas para um cenário de 80 canais propagadas em longas distâncias .....	59

## Lista de Abreviaturas e Siglas

ADC	- Conversor Analógico - Digital - ( <i>Analog to Digital Converter</i> ).
ASE	- Emissão Espontânea Amplificada - ( <i>Amplified Spontaneous Emission</i> ).
ASK	- Chaveamento de Deslocamento de Amplitude - ( <i>Amplitude-Shift Keying</i> ).
AT&T	- Companhia Americana de Telefonia e Telégrafo - ( <i>American Telephone and Telegraph</i> ).
BER	- Taxa de Erro de Bit - ( <i>Bit Error Rate</i> ).
BERT	- Testador de Taxa de Erro de Bit - ( <i>Bit Error Rate Test</i> ).
CAGR	- Taxa de Crescimento Anual Composto - ( <i>Compound Annual Growth Rate</i> ).
DAC	- Conversor Digital - Analógico - ( <i>Digital to Analog Converter</i> ).
DC-DP-16QAM	- Modulação de Amplitude em Quadratura de 16 níveis em Duas Polarizações e com Duas Portadoras ( <i>Dual Carrier Dual Polarization 16 level Quadrature Amplitude Modulation</i> ).
DC-DP-BPSK	- Modulação por Chaveamento de Fase Binário em Duas Polarizações com Duas Portadoras ( <i>Dual Carrier Dual Polarization Binary Phase Shift Keying</i> ).
DP-16QAM	- Modulação de Amplitude em Quadratura de 16 níveis em Duas Polarizações ( <i>Dual Polarization 16 level Quadrature Amplitude Modulation</i> ).
DP-BPSK	- Modulação por Chaveamento de Fase Binário em Duas Polarizações - ( <i>Dual Polarization Binary Phase Shift Keying</i> ).
DP-QPSK	- Chaveamento de Deslocamento de Fase em Quadratura de Dupla Polarização - ( <i>Dual-Polarization Quadrature Phase-Shift Keying</i> ).
DSP	- Processador Digital de Sinal - ( <i>Digital Signal Processor</i> ).
DWDM	- Multiplexação por Divisão de Comprimento de onda Densa - ( <i>Dense Wavelength Division Multiplexing</i> ).
EDFA	- Amplificador de Fibra Dopada a Érbio - ( <i>Erbium-Doped Fiber Amplifier</i> ).
FEC	- Correção de Erro Antecipado - ( <i>Forward Error Correction</i> ).
FIR	- Filtro de Resposta Finita - ( <i>Finite Impulse Response</i> ).
FSK	- Chaveamento de Deslocamento de frequência - ( <i>Frequency-Shift Keying</i> ).
FWM	- Mistura de Quatro Ondas - ( <i>Four Wave Mixing</i> ).
IoT	- Internet das Coisas - ( <i>Internet of Things</i> ).

IP	- Protocolo de Internet – ( <i>Internet Protocol</i> ).
IPTV	- Televisão por Protocolo de Internet – ( <i>Internet Protocol Television</i> ).
ISI	- Interferência Intersimbólica - ( <i>Intersymbol Interference</i> ).
LASER	- Amplificação de Luz por Emissão Simulada de Radiação - ( <i>Light Amplification by Simulated Emission of Radiation</i> ).
LED	- Diodo Emissor de Luz - ( <i>Light-Emitting Diode</i> ).
LO	- Oscilador Local - ( <i>Local Oscillator</i> ).
M2M	- Máquina a Máquina - ( <i>Machine to Machine</i> ).
MZI	- Interferômetros de Mach-Zehnder - ( <i>Mach-Zehnder Interferometer</i> ).
NF	- Figura de Ruído - ( <i>Noise Figure</i> ).
on-line	- Indica conexão com uma rede ou sistema de comunicação.
OSNR	- Relação Sinal-Ruído Óptico - ( <i>Optical Signal-to-Noise Ratio</i> ).
PB	- Indica a capacidade de armazenamento de dados em petabyte.
PBC	- Combinador de feixe de polarização - ( <i>Polarization Beam Combiner</i> ).
PBS	- divisor de feixe de polarização - ( <i>Polarization Beam Splitter</i> ).
PC	- Computador Pessoal - ( <i>Personal Computer</i> ).
PMD	- Dispersão de Modo de Polarização - ( <i>Polarization Mode Dispersion</i> ).
PSK	- Chaveamento de Deslocamento de Fase - ( <i>Phase-Shift Keying</i> ).
SBS	- Espalhamento de Brillouin Estimulada - ( <i>Stimulated Brillouin Scattering</i> ).
SNR	- Relação Sinal-Ruído - ( <i>Signal-to-Noise Ratio</i> ).
SPM	- Auto Modulação de Fase - ( <i>Self Phase Modulation</i> ).
SRS	- Espalhamento de Raman Estimulada - ( <i>Stimulated Raman Scattering</i> ).
TAT-8	- 8º Cabo de comunicação transatlântico;
TV	- Televisão.
USA	- Estados Unidos da America - ( <i>United States of America</i> ).
VoD	- Vídeo sob Demanda - ( <i>Video on Demand</i> ).
VoIP	- Voz sobre Protocolo de Internet - ( <i>Voice over Inter Protocol</i> ).
WDM	- Multiplexação por Divisão de Comprimento de onda - ( <i>Wavelength Division Multiplexing</i> ).
WSS	- Comutador Seletivo de Comprimento de onda - ( <i>Wavelength Selectable Switch</i> ).
XPM	- Modulação Cruzada de Fase - ( <i>Cross Phase Modulation</i> ).

# Capítulo 1

## Introdução

O tráfego mundial de comunicação vem aumentando nos últimos anos devido ao surgimento em um curto período de tempo de serviços de telecomunicação tais como: vídeo sob demanda (VoD, *Video on Demand*), redes sociais, jogos em tempo real, computação na nuvem, cidades inteligentes e internet das coisas (IoT, *Internet of Things*), os quais, geram grande demanda pela transmissão de dados, exigindo mais velocidade, eficiência e capacidade para suportar grande demanda de usuários [1], [2], [3].

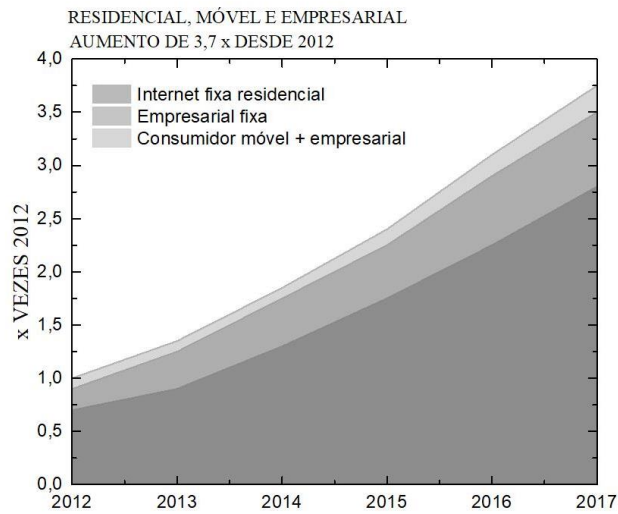
Assim, a previsão é que a demanda de tráfego de internet continue apresentando um comportamento exponencial pelos próximos anos. A empresa *Nokia Bell Labs* realizou um estudo estimando, de que até 2017, haveria um crescimento de 3,7 vezes a partir de 2012 em relação ao tráfego de internet residencial, móveis e empresarial, como ilustra a Figura 1 [1].

Além disso, em relação ao tráfego de TV por assinatura prevê-se um crescimento de 2,3 vezes a partir de 2012, podendo ser dividido em dois modelos: tradicional e não-tradicional [1]. O modelo tradicional se refere a TV linear, que são as transmissões em tempo real, o que representa a grande maioria [1]. Já o modelo não-tradicional inclui os serviços sob demanda, como o VoD e dispositivos que utilizam protocolo de internet (IP, *internet protocol*) como *smart TVs*, PCs, aparelhos celulares inteligentes (smartphones), consoles de jogos, entre outros [1]. Espera-se que o modelo não-tradicional de TV por assinatura apresentaria um crescimento de 7,5 vezes até 2017 [1]. Esse comportamento pode ser verificado na Figura 2.

Já entre os anos de 2016 a 2021 a empresa Cisco realizou um levantamento de como seria o crescimento de tráfego de IP global, como pode ser visto na Tabela 1.1. Nele são apresentados dados referentes a internet fixa, IP gerenciados e dados móveis. Uma projeção de consumo em Petabytes (PB, Petabyte) por mês para cada ano, assim como a taxa de crescimento anual composto (CAGR, *Compound Annual Growth Rate*) que representa a taxa de crescimento médio ao longo dos anos [2].

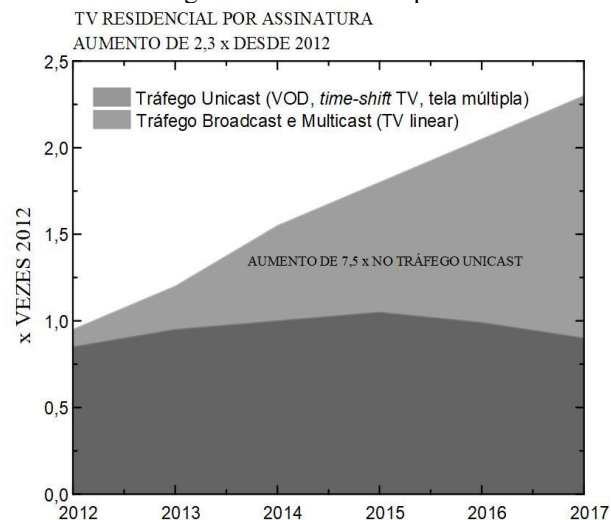
Ainda com base nos dados da Cisco, verificou-se o aumento de dispositivos sem fio com acesso às redes móveis no mundo todo, contribuindo para o aumento do tráfego de dados nas redes de telecomunicações [4].

Figura 1 - Demanda de tráfego residencial, móvel e de negócios de 2012 a 2017



Fonte: Modificado de [1]

Figura 2 - Demanda de tráfego de TV residencial por assinatura de 2012 a 2017



Fonte: Modificado de [1]

Tabela 1.1 - Tráfego de IP global de 2016 a 2021

Tráfego IP, 2016–2021							
Tipo (PB)	2016	2017	2018	2019	2020	2021	CAGR
Internet fixa	65,942	83,371	102,960	127,008	155,121	187,386	23%
IP Gerenciados	22,911	27,140	31,304	35,226	38,908	42,452	13%
Dados Móveis	7,201	11,183	16,646	24,220	34,382	48,270	46%

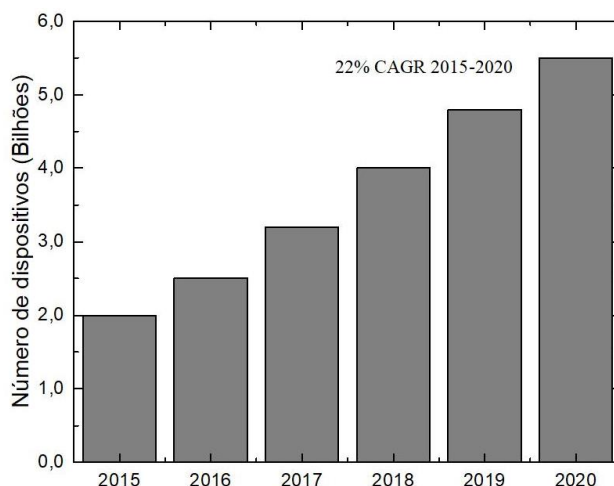
Fonte: Modificado de [2]

É previsto que os dispositivos e conexões móveis irão atingir cerca de 11,6 bilhões de dispositivos até o fim de 2020, com um CAGR de 8% no mundo [4]. Em 2020 serão 8,2 bilhões de dispositivos portáteis e 3,2 bilhões de conexões máquina a máquina (M2M, *Machine to Machine*) [4].

Assim, dentro dos elementos mais evidentes, é previsto um grande declínio na utilização dos aparelhos celulares não inteligentes (non smartphone). Tal redução será da ordem de 50% destes dispositivos (equivalente a 3,9 bilhões) em 2015. Já em 2020 apenas 21% (equivalente a 2,4 bilhões) destes dispositivos estarão sendo utilizados nas redes móveis de telecomunicações. Além dos cenários descritos acima, está previsto um grande crescimento das conexões entre os smartphones sem que seja necessário conectar com as redes móveis, tal tecnologia, é conhecida como M2M, o que resultará em uma CAGR de 32% entre 2015 e 2020 [4].

Com a difusão de diferentes dispositivos inteligentes surge a necessidade de que cada dispositivo obtenha o seu próprio e único endereço, conhecido como endereço IP que é basicamente o endereço do usuário na rede, sendo as mais conhecidas o IPv4 e o IPv6 [4]. Tais endereços possuem respectivamente comprimentos de 32 bits e 128 bits [4]. Nesse contexto, com o aumento de dispositivos, os endereços IPv4 já não apresentavam capacidade de suprir a demanda, uma vez que se trata de endereços de 32 bits e conseqüentemente se tornaram escassos. O IPv6 por sua vez foi desenvolvido para atender à demanda de usuários e manter as conexões entre dispositivos, não descartando completamente os endereços IPv4 já em uso, mas estabelecendo uma comutação entre elas na rede [4]. A Figura 3 traz uma estimativa do crescimento de smartphones e tablets entre os anos de 2015 e 2020, com uma previsão de crescimento de 22% partindo de 2015 até 2020 [4].

Figura 3 - Smartphones e tablets com capacidade global para IPv6 em bilhões



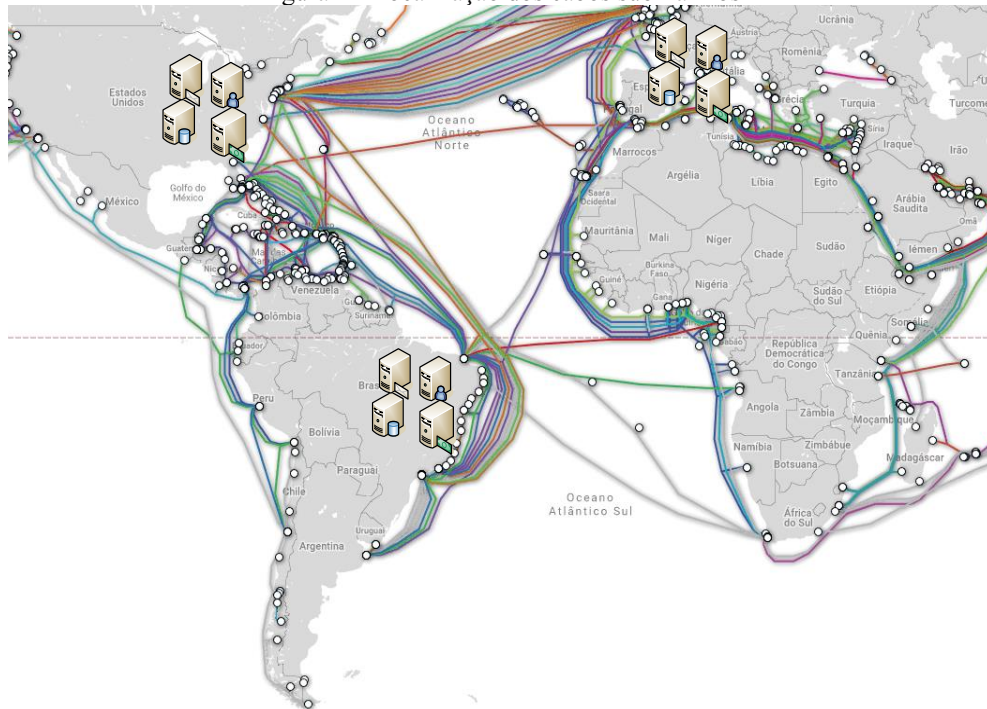
Fonte: Modificado de [4]

Como foi dito anteriormente, o tráfego mundial de comunicação vem aumentando juntamente com a utilização de dispositivos inteligentes, e isso, está diretamente relacionado com a utilização de endereçamento IP por meio da comutação de dados entre tais dispositivos,



que se encontram em diferentes pontos e distâncias. Dependendo do tipo de serviço ou informação requerida, torna-se necessário o acesso entre servidores e centrais que em muitas vezes não se encontram em um mesmo país ou continente. As redes ópticas são aplicadas em redes de acessos, em redes metropolitanas e em grandes enlaces (*backbones*), estes últimos, capazes de conectar cidades, estados, países ou até mesmo continentes. Neste cenário, os enlaces ópticos submarinos configuram uma solução ideal, como ilustra a Figura 4.

Figura 4 - Localização dos cabos submarinos



Fonte: Modificado de [5]

Algumas das principais características dos enlaces ópticos submarinos são as altas taxas de transmissão, maiores larguras de banda e grande alcance com pouca atenuação do sinal, proporcionando o acesso à informação em tempo real e sem atraso, o que é indispensável nos sistemas de comunicações atuais. Este trabalho tem como objetivo os estudos dos enlaces ópticos submarinos utilizando canais de 100 Gbps. Nas próximas seções deste capítulo serão abordados o histórico e a evolução dos cabos submarinos, a problematização, objetivos, justificativa e a proposta e organização do trabalho.

### 1.1 Histórico da evolução dos cabos submarinos

Historicamente, a instalação do primeiro cabo de transmissão transoceânico durante a segunda metade do século 19 foi um grande evento, atingindo grandezas significativas ao ponto de ser comparado à aventura espacial na segunda metade do século 20. Depois deste período, durante dez anos, os cabos submarinos sofreram uma evolução contínua cominando com uma

completa revolução com a introdução de fibras ópticas em cabos submarinos. Nesse período a capacidade de transmissão por cabo aumentou significativamente, possibilitando a transmissão de mais de 100 milhões de ligações telefônicas cruzando o oceano [6].

Apesar das divergências em relação às datas, o primeiro cabo submarino que se tem conhecimento foi um cabo telegráfico que foi lançado em 1851 no canal inglês de Dover. Já em 1858 foi lançado o primeiro cabo submarino metálico transatlântico interligando a América do Norte e a Inglaterra. Seu funcionamento não durou muito tempo, o sistema era lento e com uma largura de banda capaz de transportar apenas duas palavras por minuto [7]. Em 1866 outro cabo transatlântico com melhor performance, mas ainda limitada a transmissão de mensagens telegráficas [7]. Em 1956 os cabos submarinos coaxiais surgiram, permitindo comunicação entre várias pessoas ao mesmo tempo [7].

Somente no início de 1970, com o desenvolvimento da primeira fibra óptica moderna que os cabos ópticos submarinos tornaram-se a melhor opção na transmissão transatlântica [7].

O sistema de cabos submarinos implantado nas ilhas Canárias em 1982 foi o sistema óptico precursor dos cabos submarinos atuais, mas somente teve total adesão em 1988, o que deu início a era dos cabos ópticos submarinos de longa distância a partir do lançamento de um cabo óptico submarino transatlântico entre os oceanos Pacífico e Atlântico que interligava USA, França e Inglaterra com grande capacidade de transmissão [7].

Voltando às raízes do sistema de comunicação óptico é possível verificar que o mesmo é composto por duas das maiores invenções [6]. O laser em 1960 e o conceito de fibra óptica de 1964 [6]. A data de nascimento do sistema de comunicações óptico em 1970 com a demonstração da primeira operação de onda contínua utilizando um laser de GaAs com uma perda muito baixa, cerca de 20 dB/km de atenuação com um comprimento de onda de 850 nm na fibra óptica de sílica [6].

Avançando no tempo, a tecnologia evoluiu rapidamente da seguinte forma: surgimento das fibras monomodo, as quais, utilizavam as janelas de 1300 e 1500 nm, o desenvolvimento dos amplificadores ópticos a fibra dopada a érbio (EDFA, *Erbium Doped Fiber Amplifier*) para substituir os regeneradores eletrônicos e finalmente multiplexação por divisão de comprimento de onda (WDM, *Wavelength Division Multiplexing*) capaz de transmitir vários comprimentos de ondas, cada um carregando um fluxo diferente de dados na fibra monomodos [6].

Em 1988 foi implementado a primeira rede de fibra ótica projetada para utilização da multiplexação por divisão de comprimento de onda densa (DWDM, *Dense Wavelength Division Multiplexing*) que é basicamente a mesma tecnologia WDM, mas com um

espaçamento menor entre canais, interligando os Estados Unidos como Grã-Bretanha e Alemanha com Holanda. Tal cabo submarino era associado ao sistema TAT-8, que foi o primeiro cabo transatlântico de fibra óptica gerenciado pela AT & T, *British Telecom* e *France Telecom* e inaugurado em dezembro de 1988 com capacidade equivalente a 40000 chamadas, dez vezes mais que o último cabo de cobre. Consequentemente essa associação elevou a capacidade de tráfego entre os EUA e a Europa [7], [8].

Ao final do século XX e início do século XXI ocorreu um grande aumento na oferta de banda dos novos sistemas de cabos submarinos que foram lançados nesse período no Oceano Pacífico e Atlântico, Sudeste da Ásia e América do Sul [7].

Os sistemas iniciais utilizavam modulações da luz por chaveamento de deslocamento de amplitude (ASK, *Amplitude-shift keying*), chaveamento de deslocamento de frequência (FSK, *Frequency-shift keying*) ou Chaveamento de deslocamento de fase (PSK, *Phase-shift keying*). Já os sistemas atuais, utilizam modulações coerentes com o objetivo de obter maior capacidade transmissão, por meio da otimização da eficiência espectral. Entre as mais importantes (utilizadas comercialmente) tem-se: modulação por chaveamento de fase binário em duas polarizações (DP-BPSK, *Dual Polarization Binary Phase Shift Keying*), modulação por chaveamento de fase binário em duas polarizações com duas portadoras (DC-DP-BPSK, *Dual Carrier Dual Polarization Binary Phase Shift Keying*), modulação por chaveamento de fase em quadratura de duas polarizações (DP-QPSK, *Dual Polarization Quadrature Phase Shift Keying*), modulação de amplitude em quadratura de 16 níveis em duas polarizações (DP-16QAM, *Dual Polarization 16 level Quadrature Amplitude Modulation*) e a modulação de amplitude em quadratura de 16 níveis em duas polarizações e com duas portadoras (DC-DP-16QAM, *Dual Carrier Dual Polarization 16 level Quadrature Amplitude Modulation*) [9], [10].

## 1.2 Problematização

As técnicas de modulação antigas como ASK, FSK e PSK apresentavam baixa eficiência espectral, ou seja, a quantidade de informação que podia ser transmitida era limitada referente a largura de banda disponível e, conseqüentemente, com o aumento do tráfego a solução foi a utilização de modulações coerentes.

Além disso, a variação na quantidade e posição de amplificadores interfere diretamente na qualidade da informação, uma vez que em um enlace óptico para longas distâncias são necessários mais amplificadores, o que pode gerar mais ruídos ou perdas de informação durante

a propagação. Assim, determinar a posição desses amplificadores e quantidade ao longo do enlace se torna fundamental, adquirindo mais eficiência e diminuição de custos.

## 1.3 Objetivos

### 1.3.1 Objetivos gerais

Estudar o funcionamento do sistema de comunicação óptica DWDM em um enlace óptico submarino para canais de 100 Gbps.

### 1.3.2 Objetivos específicos

Dentro dos objetivos específicos estão:

- Estudar as condições de operação dos transponders de 100 Gbps;
- Definir o espaçamento ideal entre os amplificadores;
- Definir o alcance máximo de um sistema DWDM com 20 canais 100 Gbps utilizando fibra G652;
- Definir o alcance máximo de um sistema DWDM com 40 canais 100 Gbps utilizando fibra G652;
- Definir o alcance máximo de um sistema DWDM com 80 canais 100 Gbps utilizando fibra G652.

## 1.4 Justificativa

O crescimento do tráfego de dados vem aumentando mundialmente devido ao crescimento de serviços oferecidos a diferentes usuários, sejam eles empresarial, móvel ou residencial e, ao crescente número de dispositivos inteligentes capazes de se comunicar e de trocar informações em tempo real utilizando IP.

Serviços para aplicações em navegação web, jogos on-line (*on-line-gaming*), voz sobre IP (VoIP, *Voice Over IP*), assim como os serviços interativos e personalizados e TV de alta definição, como: televisão por protocolo de internet (IPTV, *Internet Protocol Television*), VoD e videoconferência são apenas algumas de muitas demandas que vêm surgindo e geram necessidade por maiores larguras de banda [11].

Assim, torna-se muito importante o estudo e desenvolvimento de sistemas de comunicações ópticas capazes de fornecer uma infraestrutura capaz de prover altas taxas de dados e qualidade de serviços.

## 1.5 Proposta e organização do trabalho

Este trabalho de conclusão de curso apresenta como proposta uma revisão bibliográfica e simulações de um projeto de redes ópticas DWDM submarinas com a capacidade de suportar a demanda de crescimento exponencial de banda de transmissão entre países e continentes. Assim, será verificado a viabilidade da utilização de transponderes com taxa de transmissão de 100 Gbps espaçados de 200, 100 e 50 GHz, totalizando taxas de 2 Tbps, 5 Tbps, 8 Tbps respectivamente.

Por meio de simulação: estudar as características dos transponders verificando as curvas de taxa de erro de bit (BER, *Bit Error Rate*) x relação sinal-ruído óptico (OSNR, *Optical Signal-to-Noise Ratio*), estudar o alcance ou *span* entre cada amplificador e conseqüentemente a posição ideal dos mesmo e, por fim, estudar a melhor potência de lançamento por canal para que seja possível mitigar os efeitos não-lineares de auto-modulação de fase (SPM, *Self Phase Modulation*) e modulação de fase cruzada (XPM, *Cross Phase Modulation*).

O trabalho será organizado da seguinte forma: o capítulo 1 traz um apanhado sobre a demanda atual das redes, os diversos serviços oferecidos, a necessidade por banda e uma breve evolução dos cabos submarinos. No capítulo 2 serão apresentados os componentes que compõe um enlace óptico, já no capítulo 3 serão abordados os componentes que compõe um enlace óptico submarino. No capítulo 4 serão definidas as características da fibra padrão. No capítulo 5 serão expostos as simulações e resultados e, por fim, no capítulo 6 a conclusão e discussão.

## Capítulo 2

### Efeitos lineares e não-lineares

O projeto de um enlace óptico necessita de um planejamento minucioso de fatores como a escolha da fibra, a separação e configuração de componentes, a localização do amplificador óptico e a rota do enlace, com o objetivo de atender aos critérios do projeto, de forma confiável e de fácil execução e manutenção [12], [13], [14].

Com essa ideia, manter a potência óptica o mais alto possível para afastar dos efeitos de penalidade de potência e se aproximar dos objetivos do projeto do enlace parece ser uma ideia intuitiva, mas isso somente funciona se a fibra for considerada um meio linear, ou seja, se o índice de refração e o ganho do sinal são independentes do nível de potência do sinal [12], [13], [14].

Dentro dos efeitos lineares e uma das propriedades mais importantes da fibra na execução de um projeto é a atenuação do sinal ou perda do sinal, pois determina a separação máxima sem necessidade de amplificação entre transmissor e receptor ou transmissor e amplificador. Levando em consideração o custo na fabricação, implementação e configuração de amplificadores ópticos a atenuação atua diretamente no custo do projeto [12], [13], [14].

As perdas por atenuação na fibra podem ocorrer devido a absorção, a dispersão e as perdas radiativas. A absorção está relacionada ao material da fibra, já a dispersão é relacionada tanto em relação ao material da fibra quanto às imperfeições estruturais do guia de onda. A atenuação devido a efeitos radiativos apresenta origem das perturbações microscópicas e macroscópicas da geometria da fibra [12], [13], [14].

Assim, enquanto a potência na fibra óptica for pequena, a fibra pode ser considerada como um meio linear. Entretanto, quando a potência é bastante alta no enlace é necessário se preocupar com o impacto de efeitos não-lineares que surgem porque tanto o ganho quanto o índice de refração dependem da potência óptica na fibra. Em meio prático muitos efeitos não-lineares diferentes começam a aparecer com o aumento do nível de potência óptica [12], [13], [14].

As não linearidades apresentam duas categorias: na primeira a fibra óptica desempenha um papel ativo na fibra óptica, isso porque depende das vibrações moleculares ou das variações

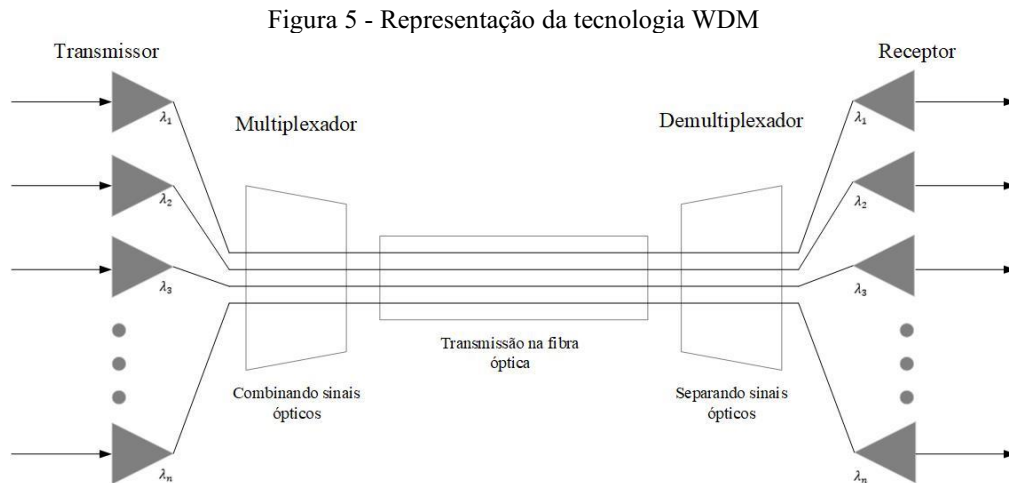
de densidade da sílica; e na segunda a fibra óptica desempenha um papel passivo com dependência da dispersão e surgem devido ao efeito Kerr, que é a mudança do índice de refração em resposta à intensidade do campo elétrico. Na primeira categoria estão: o espalhamento de Brillouin estimulada (SBS, *Stimulated Brillouin Scattering*) e o espalhamento de Raman estimulada (SRS, *stimulated Raman scattering*), enquanto na segunda estão: SPM, XPM e mistura de quatro ondas (FWM, *Four Wave Mixing*) [12], [13], [14], [15], [16].

Todos os efeitos não-lineares mencionados com exceção do SPM e XPM fornecem ganho para alguns canais em troca do enfraquecimento da energia de outros canais. Serão levados em consideração neste trabalho somente o SPM e o XPM que afetam a fase dos sinais, apresentando possibilidade de gerar alargamento espectral [12], [13], [14].

A presença de efeitos não-lineares em sistemas WDM podem gerar restrições bem significativas, resultando em ganho ou perda de potência em diferentes comprimentos de onda, conversões de comprimento de onda e diafonia ou *crosstalk*, que é basicamente a interação indesejada que um canal gera em outro canal. Dependendo do cenário os efeitos não-lineares podem degradar a atuação de um sistema WDM assim como em outro cenário pode proporcionar uma aplicação viável e benéfica ao sistema [12], [13], [14].

A tecnologia WDM permite grande capacidade de transmissão por meio da multiplexação simultânea de diferentes comprimentos de ondas, o quais são capazes de transmitir múltiplos fluxos de dados simultaneamente em uma mesma fibra, não afetando a largura de banda e a latência [17]. Tal tecnologia é ilustrada pela Figura 5.

Basicamente uma quantidade  $n$  de informações entram no transmissor após passar pelo processo de conversão para o formato óptico. Essas informações são transmitidas em diferentes comprimentos de onda  $\lambda$ . Essas informações são combinadas utilizando um multiplexador óptico e enviado pelo guia de onda. Chegando ao fim do enlace a informação passa por demultiplexador óptico que separa cada informação e o envia para o receptor [18].



Fonte: O autor.

Nos próximos tópicos serão abordadas características de alguns efeitos lineares e não-lineares mencionados acima e que serão importantes no decorrer do trabalho.

## 2.1 Atenuação

Os receptores de um sistema de comunicações ópticas necessitam de níveis de potência admissíveis para conseguir recuperar a informação, desta forma, é de extrema importância o conhecimento das atenuações sofridas pela luz ao se propagar por uma fibra óptica. Somente com a medida de tais atenuações é que o projetista de redes ópticas poderá prever a potência entregue ao fim de um determinado enlace, bem como, determinar o número de amplificadores e seus ganhos que deverão ser aplicados com o objetivo de vencer as atenuações (ou perdas) acumuladas ao longo deste enlace [13].

Muitos são os fatores responsáveis pela atenuação das fibras ópticas, entretanto, o espalhamento Rayleigh e absorção da luz por impurezas do material são os principais.

As perdas devido ao espalhamento Rayleigh estão relacionadas com a flutuação (ou variação) da densidade de sílica ao nível atômico, provocando conseqüentemente variações no índice de refração da fibra em todas as direções. Tais variações têm origem no processo de fabricação da fibra e na própria estrutura irregular do vidro, as quais, são intrínsecas do material, portanto, não podem ser evitadas, tornando-se o limite teórico no que diz respeito às perdas nas fibras ópticas. O valor das perdas causadas pelo espalhamento Rayleigh é inversamente proporcional à quarta potência do comprimento de onda [16].

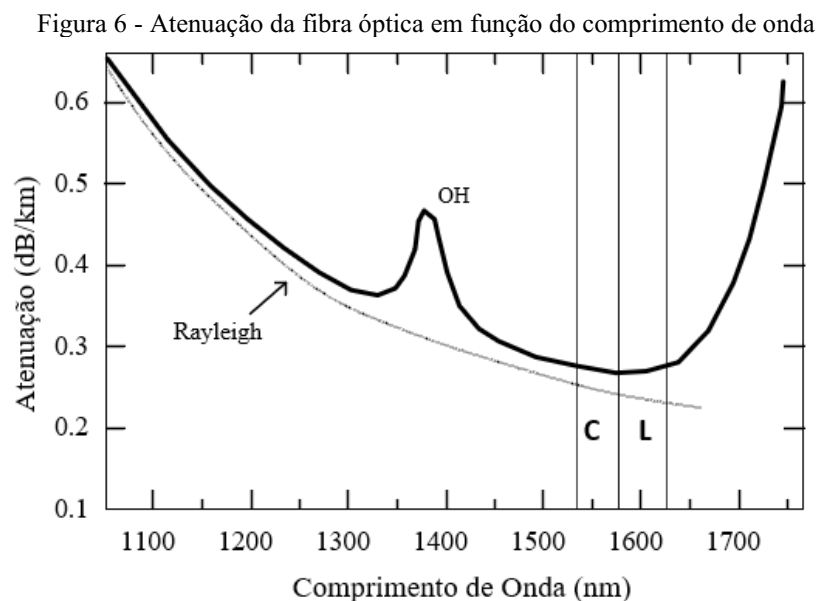
$$\alpha_R = \frac{C_R}{\lambda^4} \quad (2.1)$$

sendo  $C_R$  o coeficiente do espalhamento de Rayleigh, tipicamente entre 0,7 - 0,9 dB/Km- $\mu\text{m}^4$ .



Já o processo de absorção de energia nas fibras ópticas devido a impurezas no material, apresenta como principal causa a absorção de íons de hidroxilas  $\text{OH}^-$  durante o processo de fabricação. A região do espectro onde tal perda é de elevada importância fica na região do espectro de 1400 nm, e em algumas literaturas tal região é conhecida como região do pico de água. Atualmente, como um processo de fabricação mais eficiente, foi possível o desenvolvimento de fibras ópticas sem a região do pico de água.

O perfil da atenuação em dB de uma fibra óptica em função do comprimento de onda é ilustrado na Figura 6, nota-se que apresenta um aumento na atenuação em pequenos comprimentos de onda e a presença do pico d'água no espectro. Mais abaixo a curva que representa o espalhamento Rayleigh pode ser encontrada, um mecanismo natural e intrínseco da fibra óptica que determina o limite inferior de absorção [12], [13]. Além disso, os picos e vales da curva de atenuação dão origem ao que é chamado de janelas ou bandas de transmissão e cada uma apresenta uma faixa de operação. Dentro das mais utilizadas em sistemas WDM estão respectivamente na faixa de operação de 1530 a 1565 nm para a banda C e 1565 a 1625 nm para a banda L [12].



Fonte: O autor.

A potência da luz propagante diminui gradativamente à medida que a distância aumenta, com um comportamento exponencial e isso pode ser visto com a Equação (2.2), sendo  $P_{out}$  a potência de saída,  $P_{in}$  a potência de entrada,  $\alpha_p$  o coeficiente de atenuação e  $L$  o comprimento entre transmissor e amplificador ou transmissor receptor [12].

$$P_{out} = P_{in} e^{-\alpha_p L} \quad (2.2)$$

Isolando o coeficiente de atenuação da Equação (2.2) tem-se:

$$\alpha_p(km^{-1}) = \frac{1}{L} \ln\left(\frac{P_{in}}{P_{out}}\right) \quad (2.3)$$

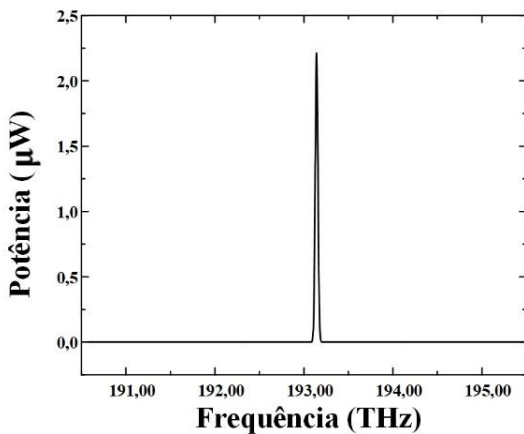
Normalmente se representa o coeficiente de atenuação em  $dB/km$  para simplificar o cálculo de atenuação e assim, considerando  $L = 1 km$  temos:

$$\alpha(dB/km) = \frac{10}{L} \log_{10}\left(\frac{P_{in}}{P_{out}}\right) \approx 4,343 \alpha_p \quad (2.4)$$

e assim, a Equação (2.4) é considerada a perda ou atenuação da fibra [12].

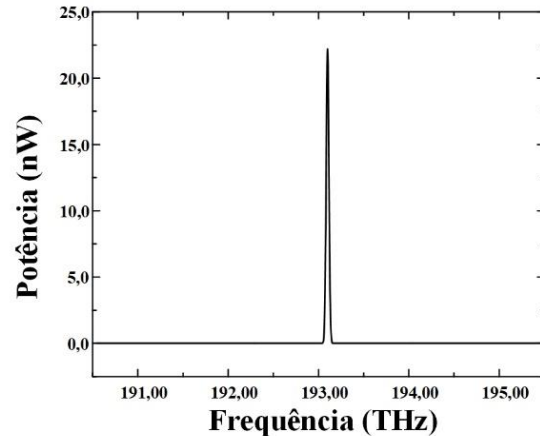
Como exemplo, na Figura 7 temos o espectro de um pulso óptico na entrada da fibra óptica com uma potência de 1 mW. Já a Figura 8 ilustra o efeito da atenuação após o pulso propagar por 100 km.

Figura 7 - Pulso óptico com 1 mW de potência na entrada da Fibra óptica.



Fonte: O autor

Figura 8 - Efeito da atenuação após 100 km de propagação na Fibra.



Fonte: O autor

## 2.2 Dispersão Cromática

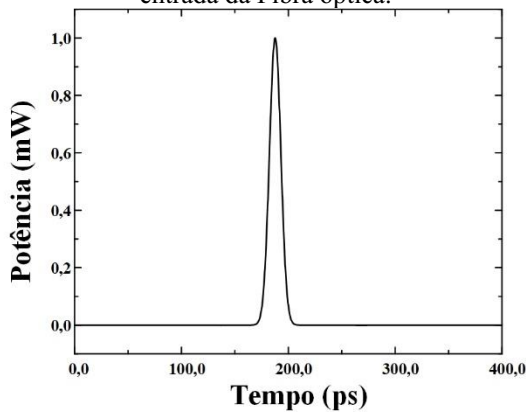
Dispersão cromática é denominado como o efeito em que distintas componentes espectrais do sinal transmitido podem se propagar com diferentes velocidades na fibra e consequentemente chegando em momentos diferentes na recepção [14]. Esse efeito gera um alargamento temporal, causando interferência intersimbólica (ISI, *intersymbol interference*), levando a penalidades na potência [14], [19]. A dispersão é um efeito cumulativo, ou seja, quanto maior o enlace maior será a quantidade de dispersão [14].

Em um sistema de comunicações ópticas ocorrem dois tipos de dispersão, a dispersão intermodal e a dispersão intramodal, esta última conhecida também como dispersão cromática, terá maior importância no neste trabalho [14].

A dispersão cromática é o espalhamento do pulso dentro de um modo único e apresenta um efeito bem significativo no sistema [12], [14]. Uma vez que essa dispersão depende do comprimento de onda e conseqüentemente seu efeito sobre a distorção do sinal aumenta a largura temporal do pulso óptico [12].

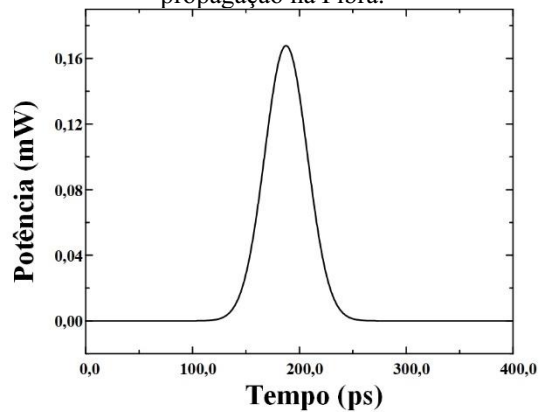
O que foi dito anteriormente pode ser visualizado na Figura 9, que apresenta o espectro de um pulso óptico na entrada da fibra óptica com uma potência de 1 mW e em seguida, na Figura 10 o efeito que é provocado pela dispersão após o pulso propagar por 10 km.

Figura 9 - Pulso óptico com 1 mW de potência na entrada da Fibra óptica.



Fonte: O autor

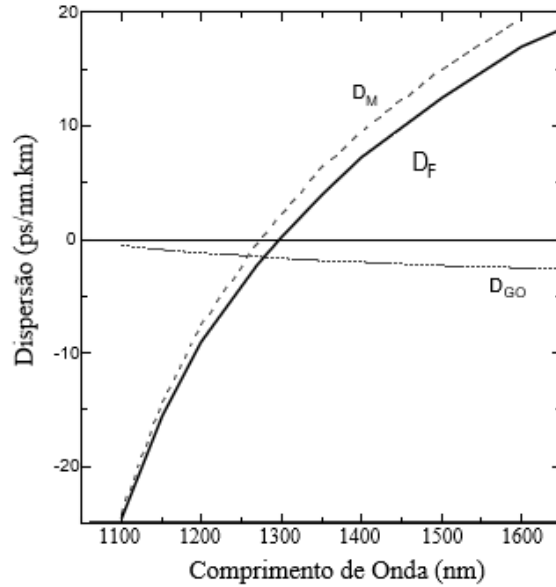
Figura 10 - Efeito da dispersão após 10 km de propagação na Fibra.



Fonte: O autor

Essa dispersão é composta por duas componentes, as quais podem ser vistas na Figura 11. Nela nota-se que a curva da dispersão material ( $D_M$ ) cresce à medida que o comprimento de onda aumenta e o comportamento oposto é visualizado na curva de dispersão do guia de onda ( $D_{GO}$ ). A junção dessas componentes dá origem a dispersão cromática ( $D_F$ ). A dispersão material ocorre com as variações do índice de refração que formam o núcleo em função do comprimento de onda, já a dispersão de guia de onda ocorre com o espalhamento do sinal devido às características do guia de onda.

Figura 11 - Representação das componentes da dispersão cromática



Fonte: O autor.

### 2.3 Automodulação de fase

O SPM é proveniente da variação do índice de refração ( $n$ ) da fibra devido a sua dependência com a intensidade do sinal óptico, ou seja, a densidade de potência óptica em relação a área efetiva na fibra, que está diretamente ligado ao efeito Kerr [12], [14]. Tal relação pode ser vista pela Equação (2.5).

$$n = n_0 + n_2|E|^2 \quad (2.5)$$

sendo  $n_0$  o índice de refração linear do material,  $n_2$  o índice de refração não-linear e  $|E|$  o módulo campo elétrico.

Este efeito não-linear impõe mudanças de fase ao pulso óptico equivalentes à intensidade do próprio pulso, o que dá origem a uma variação de frequência conhecida como *chirp*, provocando, portanto, um alargamento espectral do pulso óptico. Essas variações de fase do SPM é proporcional a intensidade do campo elétrico e pode ser observada pela Equação (2.6) em relação ao índice de refração [12], [14], [20].

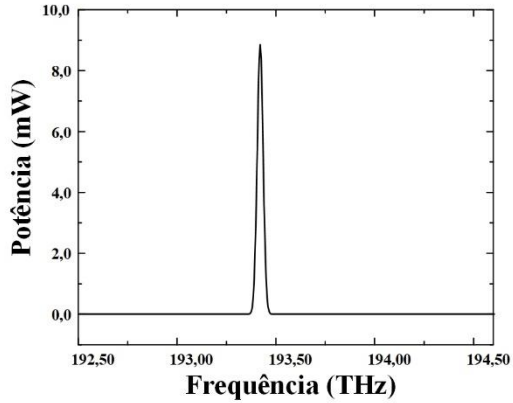
$$\Delta\phi = \frac{2\pi nL}{\lambda} \quad (2.6)$$

sendo  $n$  a variação do índice de refração provocado pelo SPM,  $L$  o comprimento da fibra e  $\lambda$  o comprimento de onda.

Assim, o SPM pode ser facilmente evidenciado em sistemas que utilizam altas potências na transmissão, provocando a deterioração do sinal [14], [20], [21]. Para complementar nosso

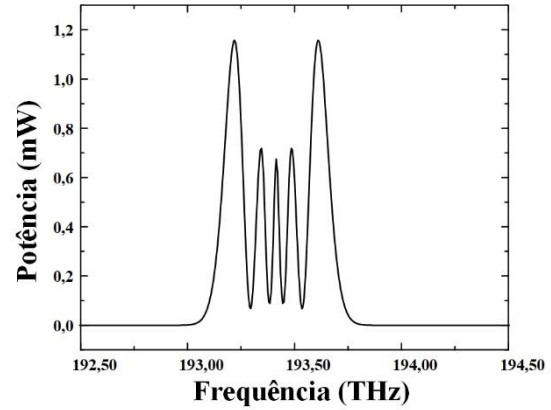
entendimento, na Figura 12 temos o espectro de um pulso óptico na entrada da fibra óptica com uma potência de 1 W [12]. Já a Figura 13 ilustra o efeito da SPM após o pulso propagar aproximadamente 10,7 km.

Figura 12 - Espectro do pulso óptico com 1 W de potência na entrada da fibra óptica.



Fonte: O autor

Figura 13 - Espectro do pulso com a SPM após 10,7 km.



Fonte: O autor

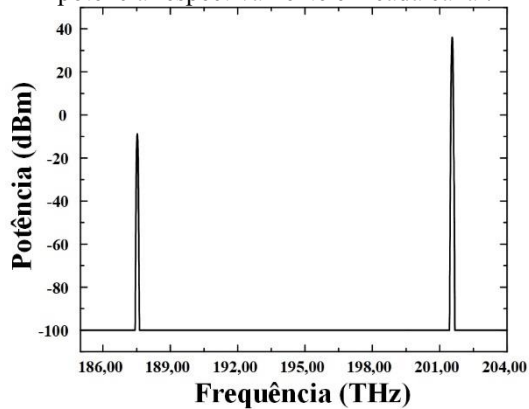
Como dito anteriormente o índice de refração depende da intensidade do sinal e é fácil perceber que a intensidade do sinal é variável com o tempo, conseqüentemente o índice de refração se torna variável com o tempo, dando origem ao *chirp* que pode ser visto pela Figura 13.

## 2.4 Modulação cruzada de fase

Os efeitos não-lineares dependentes da intensidade da potência são aprimorados em sistemas WDM, uma vez que os canais combinados podem gerar uma intensidade bem alta, mesmo quando operados com potência moderada [14].

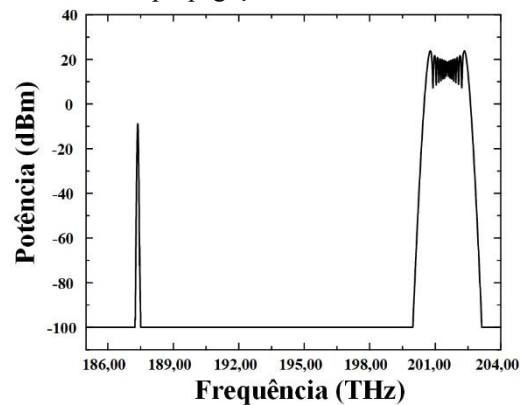
O XPM surge em sistemas WDM, como por exemplo o que pode ser visto na Figura 14, que apresenta dois canais com uma potência de 0,6 W e 1800 W respectivamente, e tem sua origem semelhante ao SPM. A não-linearidade presente na porção não linear do índice de refração, transforma as variações de intensidade em determinado canal com um determinado comprimento de onda em variações de fase em outro canal. Nesse caso, como o índice de refração de um comprimento de onda é influenciado tanto pela intensidade do próprio pulso ou onda quanto pelas variações de potência em canais vizinhos, o XPM está sempre presente em sistemas WDM [12], [14]. Na Figura 15 temos o efeito da XPM após 10 m de propagação do pulso.

Figura 14 - Pulso óptico com 0,06W e 1800 W de potência respectivamente em cada canal.



Fonte: O autor

Figura 15 - Efeito da XPM após 10 m de propagação na Fibra.



Fonte: O autor

Na prática os pulsos se propagam em diferentes comprimentos de onda e viajam em velocidades diferentes e o efeito da XPM fica visível somente quando os diferentes pulsos se sobrepõem no tempo. Em situações em que os canais são suficientemente afastados, os diferentes pulsos se sobrepõem por pouco tempo e o efeito da XPM pode ser desprezado [20].

O próximo capítulo traz orientações quanto ao funcionamento dos amplificadores, assim como suas características.

# Capítulo 3

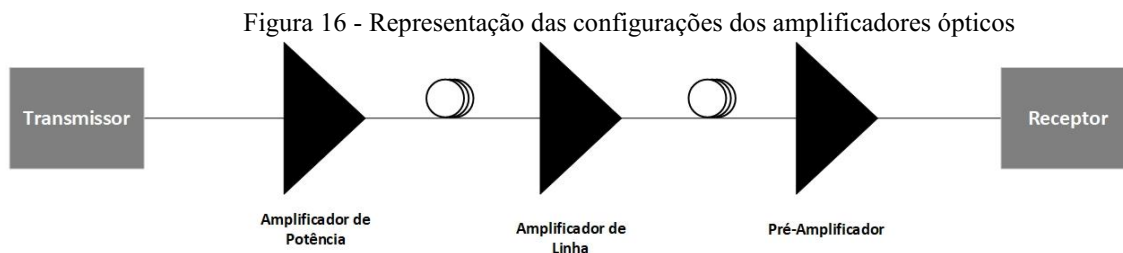
## Amplificadores

Como visto no capítulo anterior à medida que a luz (o sinal) se propaga através da fibra óptica, tem sua intensidade atenuada devido a composição intrínseca da fibra. Outros dispositivos que compõem os sistemas de comunicações ópticos tais como: o multiplexador, demultiplexador e o comutador seletivo de comprimento de onda (WSS, *Wavelength Selectable Switch*) também impõem atenuação no sinal óptico, portador da informação a ser transmitida [6], [22].

Para evitar que o impacto dessas atenuações fosse significativo, nos primeiros sistemas utilizavam-se regeneradores eletrônicos, os quais eram capazes de regenerar os sinais ópticos. Tais regeneradores eram dependentes da frequência do sinal, de um formato específico de modulação e taxa de bit. Desta forma, cada um dos sinais a serem amplificados necessitavam de amplificadores dedicados, os quais, só seriam capazes de amplificar um sinal por vez. Por esse motivo, quando necessário alterar alguma configuração com relação a esses parâmetros fixos, tornava-se necessário a modificação de todos os regeneradores utilizados no sistema [6], [22].

Já os amplificadores ópticos, não possuem dependência com relação a taxa de bit ou tipos de modulação, ou seja, podem ser ajustados com mais facilidade para algum cenário de amplificação e possuem uma largura de banda significativamente grande, por volta de 35 nm no caso dos EDFAs [22], [23], [24]. O desenvolvimento destes dispositivos foi uma grande evolução para os sistemas de comunicações ópticas e permitiu a utilização de um único amplificador para vários sinais simultaneamente [22].

Os amplificadores ópticos são usados em três configurações como pode ser visto na Figura 16. O amplificador de potência é usado logo após o transmissor para aumentar a potência de saída e é projetado para fornecer o máximo de potência. O pré-amplificador é usado na frente do receptor para melhorar a sensibilidade, ou seja, minimizar a quantidade de ruído extra e é projetado para fornecer alto ganho e a maior sensibilidade possível. Já o amplificador de linha é usado no meio do enlace para compensar as perdas do mesmo e é projetado para fornecer uma combinação dos anteriores [22], [23].



Conforme o que foi mencionado anteriormente é possível perceber que os amplificadores não são dispositivos perfeitos, eles introduzem ruídos e esses ruídos são acumulados, à medida que os sinais transmitidos passam por muitos amplificadores ao longo do enlace. O ideal seria se os amplificadores tivessem as seguintes características: Primeiro, ter uma potência de saída consideravelmente alta para atender as necessidades da amplificação da rede. Segundo, apresentar um ganho plano sobre toda a faixa de operação do comprimento de onda. Terceiro, ter um ganho independente das variações de potência dos sinais de entrada [22].

Nas próximas seções será abordado em detalhes o processo de amplificação dos amplificadores de fibras dopadas a Érbio, além de suas principais características, tais como: características de bombeio, ruído de emissão espontânea amplificada (ASE, *amplified spontaneous emission*, ganho, figura de ruído (NF, *Noise Figure*) e *tilt*.

### 3.1 Funcionamento dos amplificadores

O processo de amplificação óptica tem seu princípio de funcionamento a partir do processo de inversão de população. Esse processo ocorre na transição da quantidade de elétrons presente em um nível inferior para outro mais elevado na presença de um estímulo, ou seja, uma inversão na quantidade de elétrons presentes em cada nível. Esse estímulo pode ser elétrico ou óptico e os níveis, nesta explicação inicial, serão limitados a dois para facilitar o entendimento, o nível fundamental  $E_1$  e o nível  $E_2$  superior [22].

Nesse contexto, é necessário entender como ocorrem os efeitos de interação fóton-elétron. Essas interações seguem um caminho fixo, passando pela absorção, emissão espontânea e a emissão estimulada e serão vistas com mais detalhes adiante [22], [23].

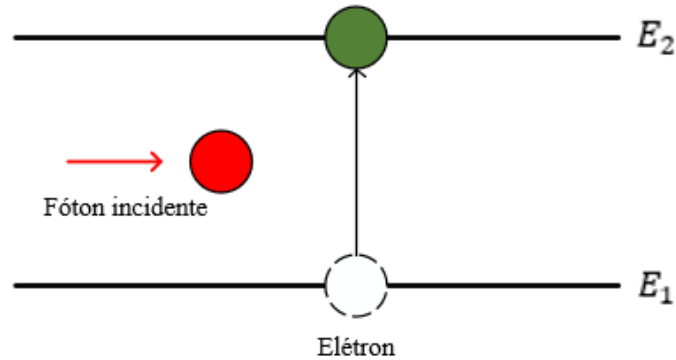
#### 3.1.1 Absorção

Na presença de um fóton do sinal que se propaga na fibra, os elétrons presentes no nível de energia  $E_1$  absorvem essa energia incidente e adquirem um estado excitado, realizando



a transição para o nível  $E_2$ . Esse é o processo de absorção e pode ser vista na Figura 17 [22], [23].

Figura 17 - Representação do processo de absorção



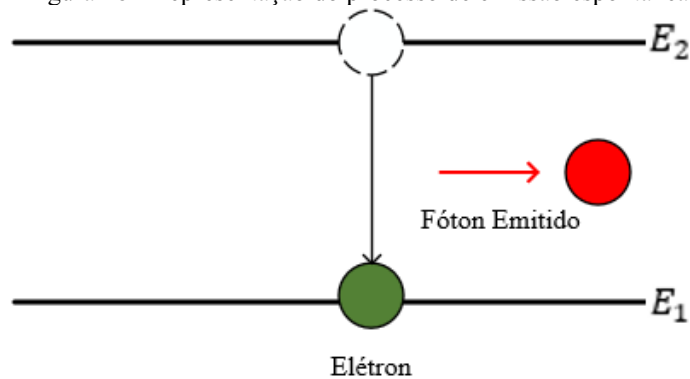
Fonte: O autor

### 3.1.2 Emissão espontânea

Os elétrons presentes no nível  $E_2$  transitam para o nível de energia inferior  $E_1$  independente da presença de qualquer estímulo externo, emitindo um fóton com a mesma energia do fóton incidente [22], [23].

O processo de emissão espontânea presente na Figura 18 não contribui para o ganho do amplificador. Ainda que os fótons emitidos apresentem a mesma energia do sinal óptico incidente, eles são emitidos com direções, polarizações e fases aleatórias [22], [23].

Figura 18 - Representação do processo de emissão espontânea

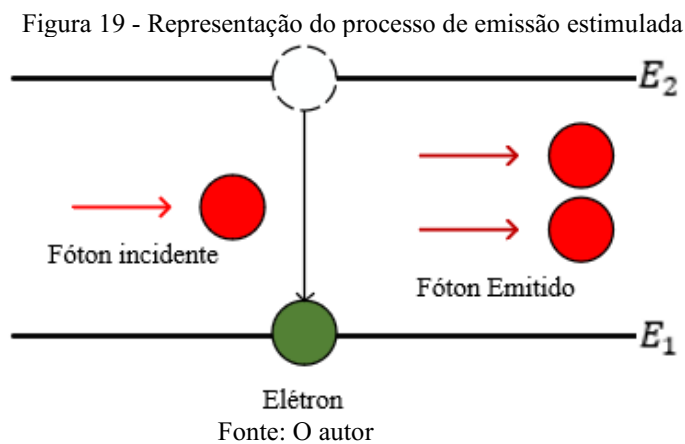


Fonte: O autor

O amplificador considera a radiação da emissão espontânea como outro fóton na mesma frequência daquele incidente e a emissão espontânea também é amplificada. Esta ASE aparece como ruído na saída do amplificador e é prejudicial ao sistema [22], [23].

### 3.1.3 Emissão estimulada

Na presença de um fóton do sinal incidente, ocorre transições dos elétrons entre os estados de energia  $E_1$  e  $E_2$ , devido ao processo de absorção da Figura 17. Posteriormente, os átomos presentes em  $E_2$  no estado excitado, eventualmente irão perder essa energia e sofrem decaimento para o nível  $E_1$ . Em decorrência deste processo, ocorrerá a emissão dos fótons com a mesma energia dos fótons incidentes, mesma direção de propagação, fase e polarização [22], [23]. Esse processo de emissão é chamado emissão estimulada e é representado na Figura 19.

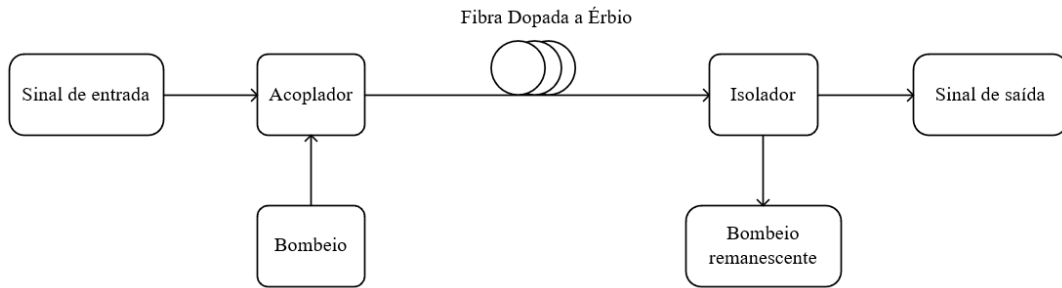


### 3.2 Processo de amplificação do EDFA

O EDFA não é somente um comprimento de fibra com núcleo dopado com íons de érbio ( $Er^{3+}$ ), é um conjunto de componentes que contribuem para que seja possível a amplificação do sinal propagado no meio [13], [22], [23], [24].

Na Figura 20 é possível perceber no esquemático que a fibra dopada a érbio é o componente central do EDFA. O sinal de entrada normalmente operando no comprimento de onda de 1550 nm é combinado com outra fonte de luz denominada bombeio por meio de um acoplador. Essa fonte de bombeio é um sinal óptico operando em 980 nm ou 1480 nm e realiza a excitação desses íons de érbio ao passar pela fibra dopada. Ao sair da fibra dopada o sinal passa por um isolador que separa os fótons de bombeio remanescente do sinal de entrada e é transmitido adiante [13], [22], [23], [24].

Figura 20 - Esquemático EDFA

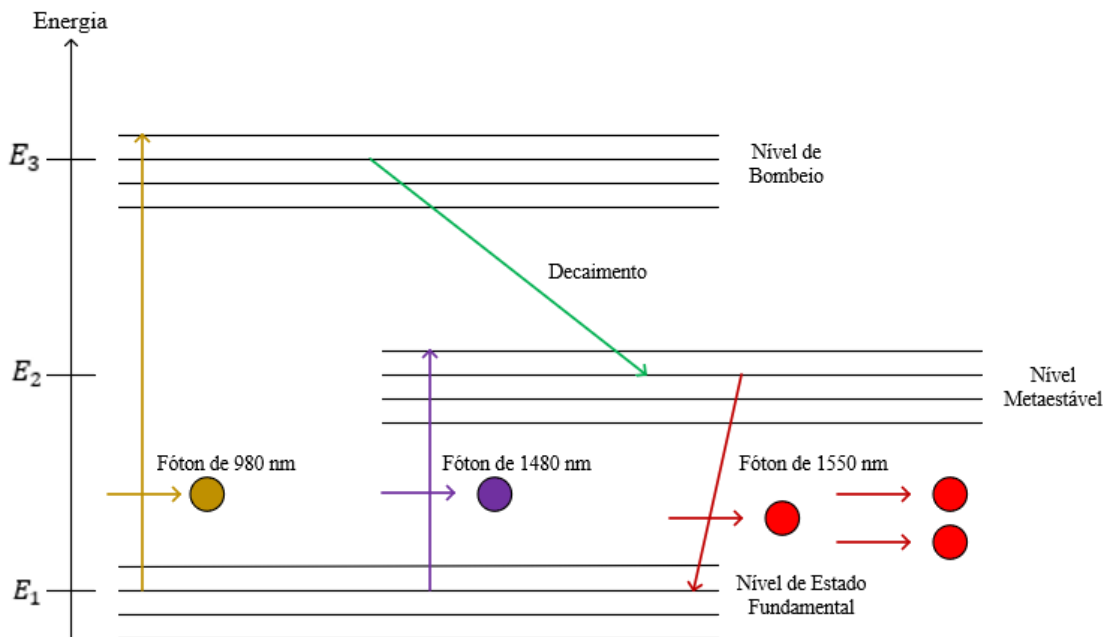


Fonte: Modificado de [22].

O EDFA trabalha na banda C e banda L, por esse motivo utilizar um laser de bombeio operando em uma das bandas mencionada acima traz maior eficiência ao sistema quando comparado a outros [22], [25].

A Figura 21 mostra o diagrama dos principais níveis de energia dos íons de érbio, são eles: O nível fundamental  $E_1$ , o nível metaestável  $E_2$  e o nível de bombeio  $E_3$  [12], [22], [25].

Figura 21 - Representação dos níveis de energia dos íons de érbio



Fonte: Modificado de [12]

A mesma interação fóton-elétron mencionada anteriormente acontece aqui, a única diferença está na fonte de bombeio. Quando o fóton incidente é acoplado ao fóton de bombeio operando em 980 nm, a energia que é fornecida aos íons de érbio é o suficiente para os elétrons transitarem do nível fundamental para o nível de bombeio. O mesmo acontece para um fóton de bombeio operando em 1480 nm, mas a energia que é fornecida por ele é inferior quando comparada ao caso anterior e consegue elevar os elétrons somente a um estado pouco acima do nível metaestável. Em ambos os casos os elétrons excitados sofrem decaimento com o tempo e

se movem para o nível  $E_2$  e a partir desse ponto ocorre o processo de emissão estimulada e consequentemente a amplificação do sinal [12], [22], [25].

Assim, quando o sinal de bombeio causa mais transições dos elétrons de  $E_2$  para  $E_1$ , o processo de emissão estimulada domina o processo de absorção e como consequência um aumento significativo dos fótons e uma amplificação do sinal incidente. O contrário, com mais transições de  $E_1$  para  $E_3$  ou  $E_1$  para  $E_2$ , o sinal incidente será atenuado [22], [23].

### 3.2.1 Características de bombeio

Como mencionado anteriormente obtém-se melhores desempenhos utilizando um laser de bombeio operando dentro das larguras de banda mencionadas acima [22].

Utilizando o laser de bombeio em 980 nm é possível excitar os íons de érbio até o terceiro nível e como característica mais marcante e um fator que proporciona uma maior utilização desse comprimento de onda está na melhor eficiência de bombeio, ou seja, a potência que é necessário para atingir a inversão de população é menor. Além disso, apresenta menor figura de ruído, bons valores de potência de saída e poucas variações de ruído. Por essas características são aplicadas normalmente em amplificadores de baixo ruído [6], [22], [25], [26].

Já em 1480 nm é possível excitar os íons de érbio somente até o segundo nível de energia, são aplicadas geralmente em amplificadores projetados para produzir altas potências de saída e por estar bem próximo do comprimento de onda do laser que se propaga na fibra (normalmente 1550 nm) pode gerar uma degradação da relação sinal-ruído óptico (OSNR, *Optical Signal-to-Noise Ratio*) [6], [22], [26].

Mesmo com essas características apresentadas, não torna menos útil o laser de bombeio em 1480 nm com relação a utilização do laser de bombeio em 980 nm, o que torna determinante qual utilizar está na questão de aplicabilidade e necessidade de certas características [6], [22], [26].

### 3.2.2 Ganho

Como observado pela Figura 21 o nível que a inversão de população pode alcançar pode variar de acordo com o comprimento de onda do laser de bombeio assim como sua potência, consequentemente afeta o ganho que o EDFA pode adquirir e é a relação entre a potência de saída ( $P_{out}$ ) e a potência de entrada ( $P_{in}$ ) do sinal em um cenário ideal sem a presença de ruído no amplificador, como na Equação (3.1) [12], [13], [24].

$$G = \frac{P_{out}}{P_{in}} \quad (3.1)$$

O ganho do EDFA normalmente é expresso em dB e assim a Equação (3.1) pode ser modificada para atender essa necessidade, como na Equação (3.2) abaixo [12], [13], [24].

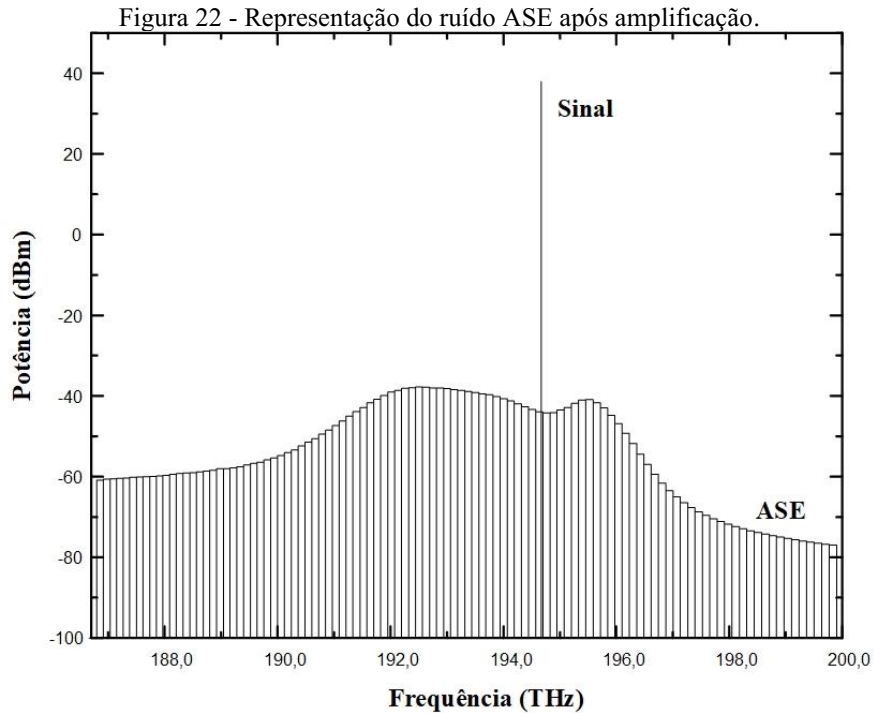
$$G_{dB} = 10 \log_{10} \left( \frac{P_{out}}{P_{in}} \right) \quad (3.2)$$

Levando em consideração que todo amplificador possui ruído a Equação (3.2) é representada como na Equação (3.3), que é levado em consideração a presença da potência do ruído ASE ( $P_{ASE}$ ).

$$G_{dB} = 10 \log_{10} \left( \frac{P_{out} - P_{ASE}}{P_{in}} \right) \quad (3.3)$$

### 3.2.3 Ruído ASE

O processo de emissão espontânea gera ruídos que são amplificados (ASE) e é presente em todos os amplificadores como um processo intrínseco da amplificação. A Figura 22 mostra a potência de ruído ASE presente na saída do EDFA que amplifica um sinal de 5 dBm de potência em 1540 nm (aproximadamente 195 THz) e ganho próximo de 30 dB [22], [23].

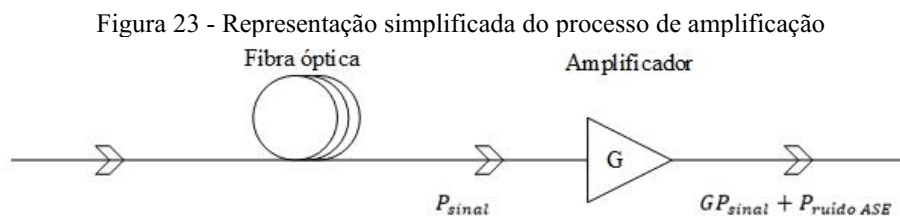


### 3.2.4 Relação sinal-ruído

A presença de ASE afeta negativamente o sistema, como por exemplo realizando a degradação da relação sinal-ruído (SNR, *Signal-to-Noise Ratio*) do sinal amplificado em meio elétrico, e é composta pela relação entre a potência do sinal transmitido e a potência do ruído, presente na Equação (3.4) [12], [13].

$$SNR = \frac{P_{sinal}}{P_{ruído}} \quad (3.4)$$

A Figura 23 exemplifica de forma simples esse contexto de degradação, o sinal que se propaga pela fibra apresenta uma determinada potência ( $P_{sinal}$ ) que, ao atravessar um amplificador com um ganho (G) predefinido ocorre a amplificação da potência do sinal e a presença da potência do ruído ASE [13].



Em meio óptico é utilizado a OSNR que é composta pela relação entre a potência de saída do sinal óptico e a potência do ruído ASE como na Equação (3.5), dentro de um canal ou

comprimento de onda, utilizado para medir o quanto um ruído interfere na qualidade do sinal óptico [12], [13].

$$OSNR = \frac{P_{saída\ do\ sinal}}{P_{ruído\ ASE}} = \frac{P_{out}}{P_{ASE}} \quad (3.5)$$

Realizando a conversão da forma linear da Equação (3.5) é possível obter a OSNR em dB na Equação (3.6) abaixo [12], [13].

$$OSNR_{dB} = 10 \log_{10} \left( \frac{P_{out}}{P_{ASE}} \right) \quad (3.6)$$

Assim como na SNR que sofre degradação, quando um EDFA amplifica um sinal a OSNR diminui e esse é um dos principais motivos para limitar a quantidade de amplificadores presentes dentro de um enlace [12], [13].

### 3.2.5 Figura de ruído

A figura de ruído é considerada um fator de qualidade da amplificação e avalia o quanto a SNR é prejudicada devido à ASE. Igualmente ao ganho, a NF é apresentada em dB da forma que é descrito na Equação (3.7), e é determinado como a relação entre a OSNR de entrada e a OSNR de saída do amplificador [12], [13], [24], [25].

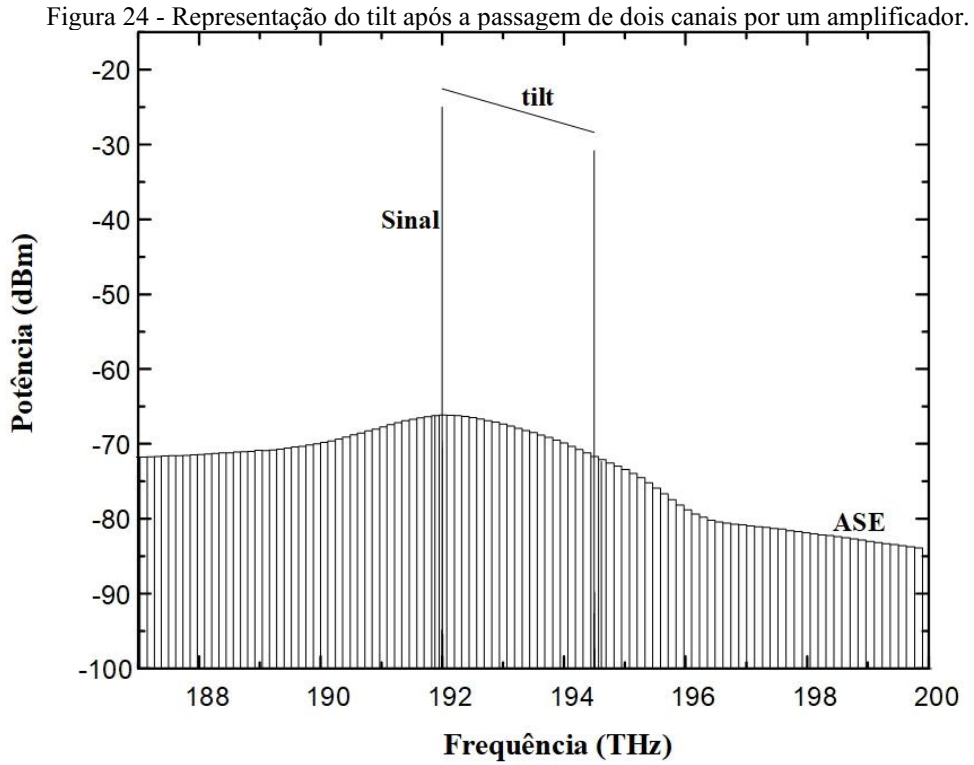
$$NF_{dB} = 10 \log_{10} \left( \frac{OSNR_{in}}{OSNR_{out}} \right) \quad (3.7)$$

Quando um sinal óptico passa por um fotodetector é convertido em corrente elétrica e essa energia elétrica é referenciada pela SNR. A NF na prática pode variar entre 4-9 dB devido à presença de perdas, como por exemplo perda por acoplamento provenientes de conectores ópticos [13], [22], [24].

### 3.2.6 Tilt

Idealmente é desejável que o ganho dos canais ou comprimentos de onda não sofra variações e permaneçam uniformes após passar por um amplificador. Infelizmente esse processo não ocorre como esperado e os canais podem sofrer variações de ganho devido a diversos fatores, como por exemplo mudanças na potência e no comprimento de onda do laser de bombeio, da quantidade de canais presentes e pelas perdas de componentes provenientes do desgaste natural pelo meio ou tempo de vida dos mesmos [6], [25], [26].

Essas variações do ganho que são medidas entre os comprimentos de onda são conhecidas como *tilt* e uma forma de solucionar ou minimizar esse efeito é a utilização de filtros que irão equalizar os ganhos desses canais [6] , [26].



Fonte: O autor.

O próximo capítulo traz características e uma descrição mais detalhada sobre o funcionamento do transmissor e receptor.



# Capítulo 4

## Transmissor e Receptor

A constante evolução das redes ópticas de comunicações nas últimas décadas possibilitou a popularização de serviços de telecomunicações como: comércio eletrônico, vídeo sob demanda, a transmissão de mídias, comunicação por aplicativo de vídeos e computação distribuída em alta performance [27]. Recentemente a empresa Cisco, um dos maiores fabricantes de dispositivos para redes telecomunicações, por meio de um dos seus relatórios para os anos de 2018 a 2023, previu 5,3 bilhões de dispositivos conectados na internet, o que representará 66% da população mundial [27]. Além disso, atualmente 99% dos dados transmitidos em todo o mundo trafegam pelas redes ópticas [27], impondo demandas por banda passantes nunca requeridas.

Desta forma, a busca por soluções capazes de prover um aumento por banda de transmissão, vem estimulando pesquisas relacionadas à evolução dos dispositivos utilizados nos sistemas de telecomunicações. Neste contexto, o processamento digital de sinais e as modulações digitais de alta ordem estimularam o desenvolvimento dos receptores coerentes digitais, utilizados atualmente nas redes ópticas de telecomunicações. [27]. Apesar de inúmeras pesquisas sobre os receptores coerentes ópticos entre 1980 e 1990, não se observou grandes evoluções destes sistemas até o final dos anos 2000.

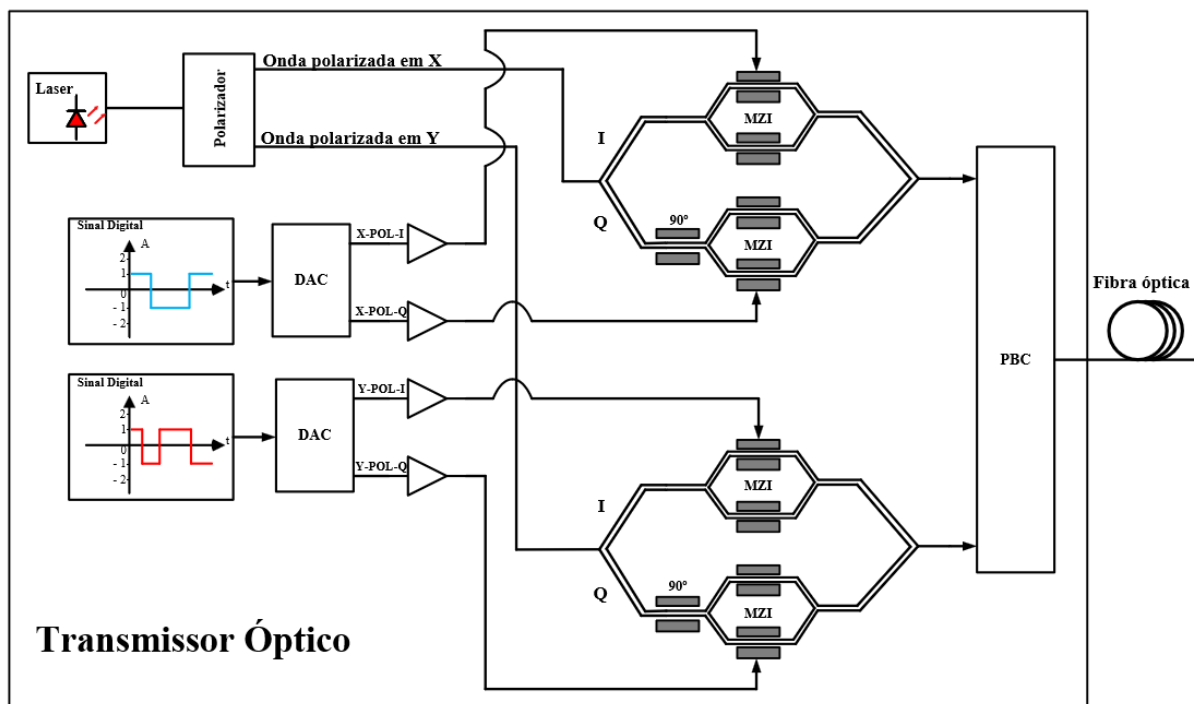
Por volta de 2010 [28] com a evolução dos processadores digitais de sinais (DSP, *Digital Signal Processor*), implementados em chips dedicados, possibilitaram a detecção de sinais em fase e em quadratura nas polarizações x e y, multiplicando por 10 vezes as taxas de transmissão dos tradicionais transponders de 10 Gbps, alcançando, portanto, 100 Gbps. Atualmente já estão disponíveis transponders com taxas de transmissão 200 Gbps, 400 Gbps, 800 Gbps e 1,2 Tbps [29].

Na próxima seção deste capítulo será abordado em detalhes o transmissor e o receptor digitais coerentes que utiliza a modulação em fase e quadratura, em duas polarizações (DP-QPSK), com taxa de transmissão de 112 Gbps, taxa de símbolos 28 Gbauds e largura de banda igual a 28 GHz.

#### 4.1 Transmissor óptico digital coerente

Este trabalho tem por objetivo o estudo da aplicação dos sinais DP-QPSK a taxas de 112 Gbps em enlaces ópticos submarinos. Assim, o restante desta seção será dedicado à explicação em detalhes de como é construído tal transmissor como ilustra a Figura 25. Este transmissor é composto por um diodo laser sintonizado em uma frequência pertencente à banda C ou L, por exemplo 192.1 THz, responsável pela geração da portadora óptica, que será responsável por transmitir o sinal modulante até o seu destino. Desta forma, tal portadora é então polarizada em  $\vec{E}_x$  e  $\vec{E}_y$ , e posteriormente, tais polarizações são acopladas aos pares de interferômetros de Mach-Zehnder (MZI, *Mach-Zehnder Interferometer*). Já os dois sinais elétricos e digitais são convertidos em sinais analógicos e transmitidos em paralelo para os braços dos interferômetros [12], [30].

Figura 25 - Diagrama de blocos do transmissor coerente



Fonte: O autor

Assim, por meio do efeito Pockels, ocorre a interação entre os sinais elétricos e as portadoras ópticas polarizadas, resultando nos sinais modulados em fase e quadratura com taxas de transmissão de 56 Gbps em cada uma das polarizações. A Equação (4.1) mostra a função de transferência dos campos elétricos do modulador digital coerente por polarização [20], [30].

$$\frac{\vec{E}_{\text{out}}(t)}{\vec{E}_{\text{in}}(t)} = \frac{1}{2} \cos\left(\frac{\Delta\phi_1(t)}{2}\right) + j \frac{1}{2} \cos\left(\frac{\Delta\phi_2(t)}{2}\right) \quad (4.1)$$

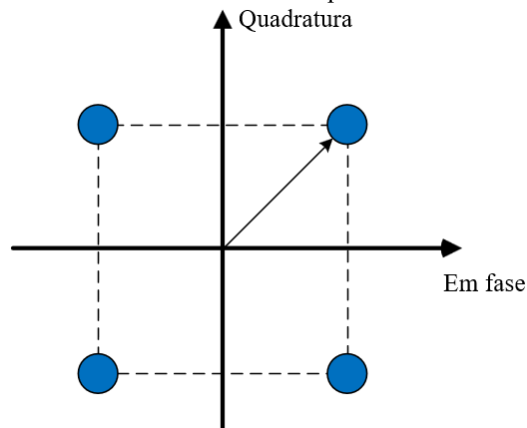
Já as fases dos sinais em fase e em quadratura são mostradas respectivamente iguais as Equações (4.2) e (4.3).

$$\Delta\varphi_1(t) = \frac{\Delta u_1(t)}{V_\pi} \quad (4.2)$$

$$\Delta\varphi_2(t) = \frac{\Delta u_2(t)}{V_\pi} \quad (4.3)$$

sendo  $u_1$ ,  $u_2$  e  $V_\pi$  os sinais analógicos e a tensão de polarização que alimentam os braços dos interferômetros de Mach-Zehnder. A Figura 26 ilustra a constelação dos sinais I e Q de cada uma das polarizações [20], [31], [32], [33], [34], [30].

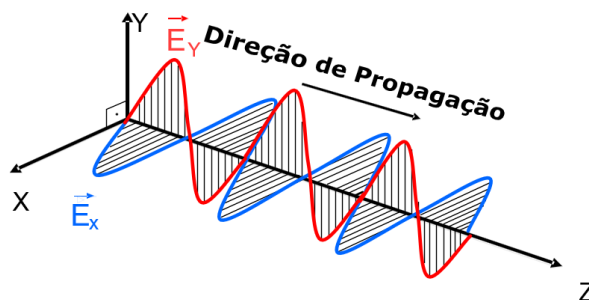
Figura 26 - Diagrama de constelação do sinal em fase e em quadratura das polarizações com taxa de transmissão de 56 Gbps cada



Fonte: O autor

Por fim, os sinais com uma taxa de transmissão de 56 Gbps com modulação QPSK são combinados utilizando um combinador de feixe de polarização (PBC, *Polarization Beam Combiner*) resultando em um sinal óptico com taxa de 112 Gbps e modulação DP-QPSK. A Figura 27 ilustra o sinal modulado das duas polarizações resultado do processo de modulação [20], [31], [32], [33].

Figura 27 – Luz polarizada em X e Y



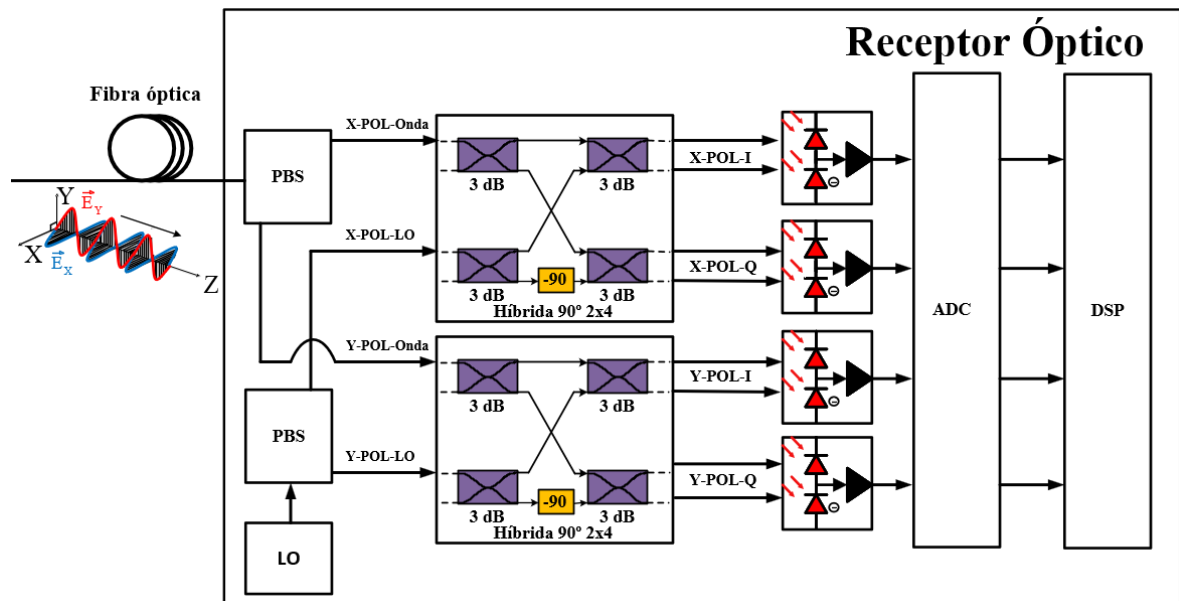
Fonte: o autor

Na seção seguinte, será explicado em detalhes o receptor digital coerente que será utilizado nas simulações deste trabalho.

## 4.2 Receptor óptico coerente

A Figura 28 ilustra o diagrama em blocos do receptor digital coerente. Neste tipo de receptor, o sinal DP-QPSK tem inicialmente suas polarizações demultiplexadas por um divisor de feixe de polarização (PBS, *Polarization Beam Splitter*), e então, cada uma das polarizações, bem como o oscilador local (LO, *Local Oscillator*), são conectados aos dois acopladores 2x4 90° híbridos, para o batimento entre as frequências dos dois sinais [23], [31], [32], [33].

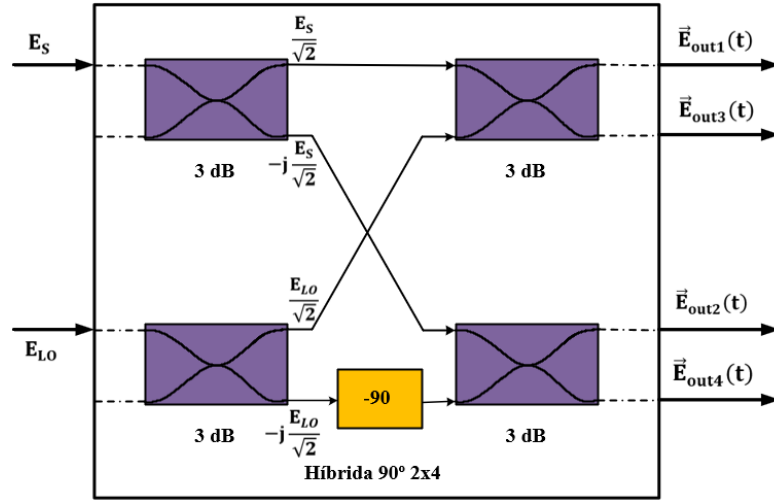
Figura 28 - Receptor coerente DP-QPSK



Fonte: O autor

A Figura 29 ilustra o diagrama em blocos de um dos acopladores com uma configuração de quatro acopladores direcionais 3 dB e mudança de fase, no qual, pode-se verificar em sua entrada os campos elétricos do sinal a ser recebido e do oscilador local [35], [36], [37]. As Equações de (4.4) a (4.7), mostram os campos elétricos na saída de tal acoplador [38], [39].

Figura 29 - Diagrama de blocos acoplador híbrido 90° 2x4



Fonte: O autor

$$\vec{E}_{out1}(t) = \frac{1}{2}(E_S - E_{LO}) \quad (4.4)$$

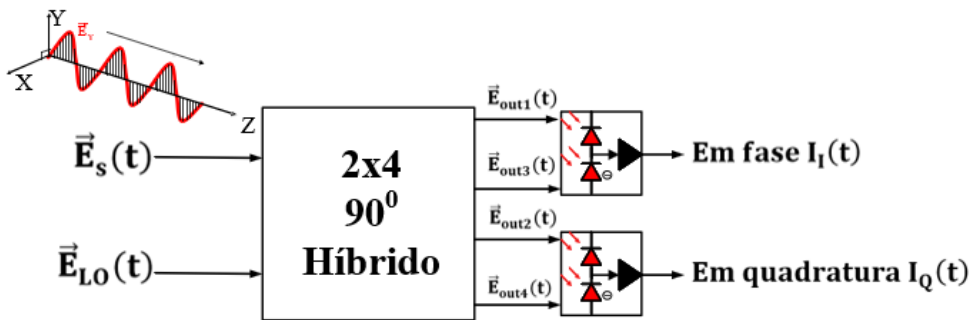
$$\vec{E}_{out3}(t) = \frac{1}{2}(E_S + E_{LO}) \quad (4.5)$$

$$\vec{E}_{out2}(t) = \frac{1}{2}(E_S - jE_{LO}) \quad (4.6)$$

$$\vec{E}_{out4}(t) = \frac{1}{2}(E_S + jE_{LO}) \quad (4.7)$$

A Figura 30 ilustra as saídas do acoplador óptico 2 x 4 90° híbrido citadas acima, que excitarão os fotodetectores, resultando nas correntes relacionadas respectivamente aos sinais em fase  $I_I(t)$  e em quadratura  $I_Q(t)$ . A Equação (4.8) mostra a corrente relacionada ao sinal em fase [40], [41].

Figura 30 - Saídas acoplador híbrido 90° 2x4



Fonte: O autor

$$I_I(t) = RE_{out1}(t) \cdot E_{out1}(t)^* - RE_{out3}(t) \cdot E_{out3}(t)^* \quad (4.8)$$

sendo respectivamente  $R$ ,  $E_{out1}(t)$ ,  $E_{out1}(t)^*$ ,  $E_{out3}(t)$  e  $E_{out3}(t)^*$  a carga conectada ao amplificador de corrente, o campo elétrico de saída na porta 1, o complexo conjugado do o campo elétrico de saída na porta 1, o campo elétrico de saída na porta 3 e o complexo conjugado elétrico de saída na porta 3. Já a Equação (4.9) mostra a corrente referente ao sinal em fase obtido reescrevendo a Equação (4.8) [34], [41].

$$I_I(t) = R\sqrt{P_S^h P_{LO}} a(t)e_S e_{LO} \cdot \cos[\Delta\omega t + \varphi_n(t) + \varphi_{LO} + \varphi_S(t) + i_{shI}] \quad (4.9)$$

sendo  $P_S^h$ ,  $P_{LO}$ ,  $a(t)$ ,  $e_S$ ,  $e_{LO}$ ,  $\Delta\omega$ ,  $\varphi_n$ ,  $\varphi_{LO}$ ,  $\varphi_S$  e  $i_{shI}$  respectivamente a potência do sinal, a potência do oscilador, a amplitude do sinal, o campo elétrico do sinal, o campo elétrico do oscilador, a diferença de frequências dos campos elétricos dos sinais da porta 1 e 3, o ruído de fase, a fase do sinal do oscilador, a fase do sinal e por fim a corrente de escuro do fotodetector. As Equações (4.10) e (4.11) mostram a corrente referente ao sinal em quadratura [34], [41].

$$I_Q(t) = RE_{out2}(t) \cdot E_{out2}(t)^* - RE_{out4}(t) \cdot E_{out4}(t)^* \quad (4.10)$$

$$I_Q(t) = R\sqrt{P_S^h P_{LO}} a(t)e_S e_{LO} \cdot \text{sen}[\Delta\omega t + \varphi_n(t) + \varphi_{LO} + \varphi_S(t) + i_{shQ}] \quad (4.11)$$

As equações (4.12), (4.13), (4.14) e (4.15) mostram as correntes dos sinais em fase e em quadratura das polarizações x e y [34], [41].

$$I_x(t) = I_1(t) - I_2(t) \propto 2R\sqrt{P_S^h P_{LO}} \cdot a(t) \cdot \cos[\Delta\omega t + \varphi_n(t) + \varphi_{LO} + \varphi_S(t)] \quad (4.12)$$

$$Q_x(t) = Q_1(t) - Q_2(t) \propto 2R\sqrt{P_S^h P_{LO}} \cdot a(t) \cdot \cos[\Delta\omega t + \varphi_n(t) + \varphi_{LO} + \varphi_S(t)] \quad (4.13)$$

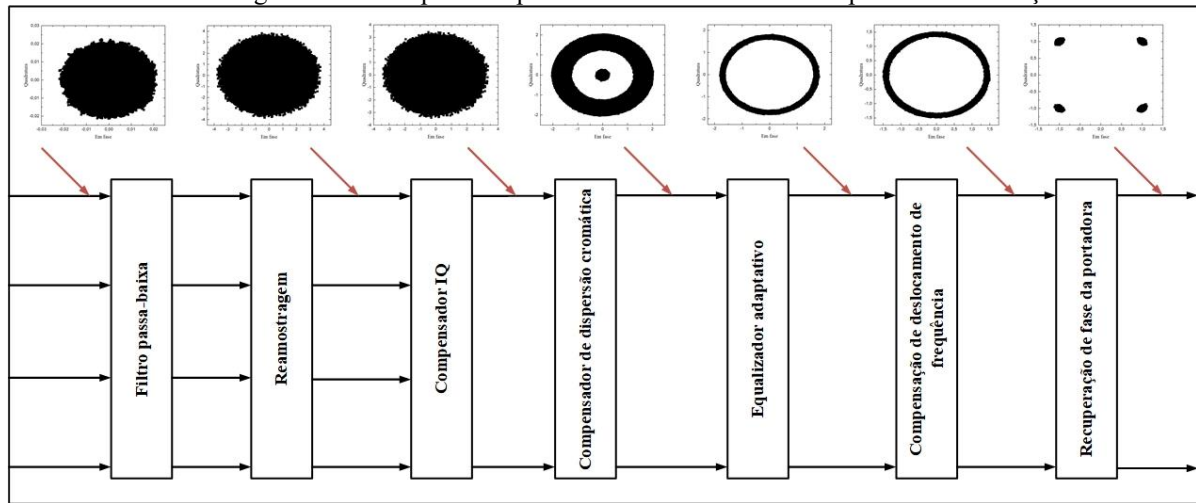
$$I_y(t) = I_3(t) - I_4(t) \propto 2R\sqrt{P_S^h P_{LO}} \cdot a(t) \cdot \cos[\Delta\omega t + \varphi_n(t) + \varphi_{LO} + \varphi_S(t)] \quad (4.14)$$

$$Q_y(t) = Q_3(t) - Q_4(t) \propto 2R\sqrt{P_S^h P_{LO}} \cdot a(t) \cdot \cos[\Delta\omega t + \varphi_n(t) + \varphi_{LO} + \varphi_S(t)] \quad (4.15)$$

Como ilustra a Figura 28, as saídas dos fotodetectores passam por um conversor analógico - digital (ADC, *Analog to Digital Converter*) e em seguida são direcionadas para o processador de sinal digital que realiza o processamento deste sinal por meio de algoritmos para que o sinal recebido do enlace óptico permaneça o mais próximo daquele enviado pelo transmissor [40]. A Figura 31 ilustra um diagrama em blocos dos principais componentes dentro

do DSP, assim como as constelações do sinal recebido em fase e em quadratura e uma polarização [42], [43], [44], [45], [46].

Figura 31 - Principais componentes de um DSP e suas respectivas constelações

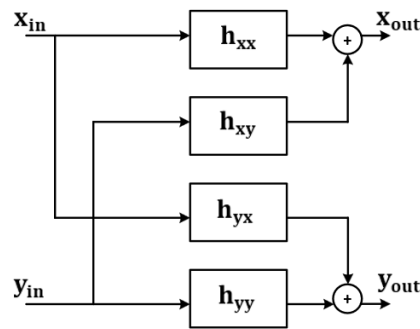


Fonte: O autor

Dentro do DSP o sinal em fase e em quadratura de cada polarização passa por um filtro passa-baixa para eliminação de ruídos e em seguida é reamostrado e direcionado para o próximo bloco [30], [39], [45], [47], [48]. No compensador IQ é tratado outro erro resultado da distorção entre a fase e a quadratura, não mantendo a ortogonalidade, que podem ser geradas quando o sinal passa pelo acoplador ou um filtro causando degradação e reduzindo a qualidade do sinal [39], [45].

Depois disso, os sinais são processados para compensar a dispersão cromática obtido durante a propagação na fibra, utilizando filtros digitais para compensar eletricamente essa dispersão, como o filtro de resposta finita ao impulso (FIR, *Finite Impulse Response*) [39], [46], [47], [48]. Em seguida, no bloco de equalização adaptativa ocorre a compensação da dispersão de modo de polarização (PMD, *Polarization Mode Dispersion*), devido ao atraso de propagação entre as polarizações  $\vec{E}_x$  e  $\vec{E}_y$  resultante das imperfeições e assimetrias da fibra. A Figura 32 ilustra como o bloco pode ser implementado, utilizando quatro filtros FIR com coeficientes adaptativos e configuração borboleta que variam dependendo do grau do PMD [33], [42], [43], [44], [46], [48], [49].

Figura 32 - Equalizador adaptativo na configuração borboleta



Fonte: Modificado [48]

Na Figura 28 quando o sinal é misturado com o LO um deslocamento de fase e frequência é introduzido, e ao entrar no DSP o bloco de compensação de deslocamento de frequência faz uma estimativa dessa variação e realiza a compensação [39], [45], [46], [48]. Em seguida, o bloco de recuperação de fase da portadora realiza a recuperação da fase, eliminando a diferença restante entre o LO e o sinal. Vários métodos podem ser utilizados na recuperação de fase da portadora, mas muitos deles exigem que o deslocamento de frequência seja zero, conseqüentemente a execução do bloco anterior primeiro é essencial [47], [46], [48].

O próximo capítulo apresenta as simulações e cenários que foram propostos no trabalho, analisando o espaçamento ideal entre cada amplificador ao longo do enlace e a distância máxima que pode ser alcançada à medida que os canais são dobrados.



# Capítulo 5

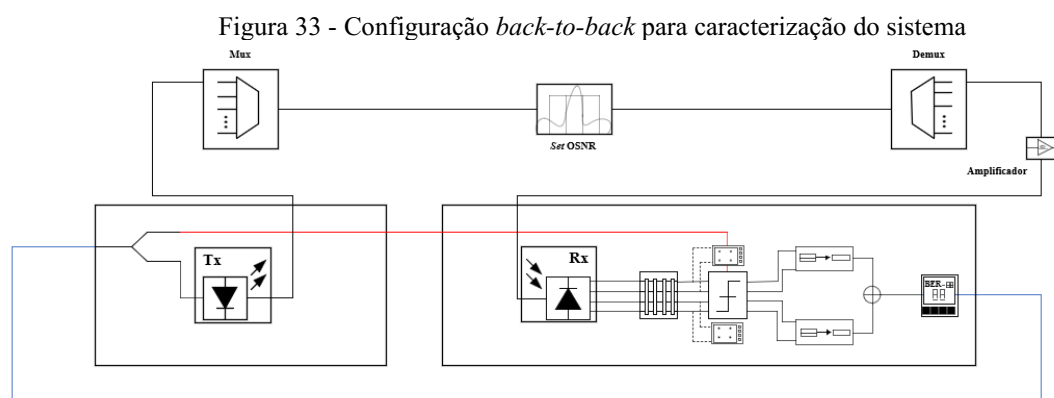
## Simulações e Resultados

Serão apresentados neste capítulo os cenários desenvolvidos por meio de simulação no software Optisystem® v.18.0, de serial ALJWM-IYFN8, customer ID 7e1dbc77-4bb6-9050-ea28971e306, FCID 53ecfd25-9f12-4461-b194-cbe90bfaTb80 e seus resultados de um enlace óptico submarino utilizando modulação DP-QPSK em canais de 100 Gbps, utilizando como recurso computacional 32 Gb de memória ram, processador *i7* e SSD de 250 GB. Inicialmente será apresentado como o sistema se comporta por meio de uma análise *back-to-back*. Em seguida, os cenários de simulações utilizados para analisar o enlace óptico de longas distâncias e encontrar qual o espaçamento mínimo aceitável entre cada amplificador, utilizando vinte canais. Por fim, com a definição do melhor espaçamento entre os amplificadores será verificado o alcance máximo para 20, 40 e 80 canais.

### 5.1 Setups de simulações

#### 5.1.1 Back-to-Back

A Figura 33 ilustra o cenário com configuração *back-to-back* sem a utilização de fibra óptica, com o objetivo de determinar a sensibilidade dos fotodetectores e o funcionamento do receptor por meio de gráficos BER x OSNR.



Fonte: o autor

No bloco de transmissão (Tx) é definida a frequência do canal que em seguida passará por um multiplexador e então é direcionado para o bloco de nome *set OSNR*, no qual, atribuirá um valor de OSNR variando de 11 até 16 dB. Após o bloco de demultiplexação o canal passa

por um amplificador, com figura de ruído 0 dB, com objetivo de manter a potência sempre fixa no fotodetector.

No bloco de recepção (Rx) a frequência do oscilador local, deve ser configurada com a mesma frequência do sinal transmitido. No DSP, como ilustra a Figura 31 é realizado o devido processamento do sinal. Em seguida, as componentes em quadratura e em fase do sinal passam por um bloco de decisão que realiza o julgamento se o sinal de bit corresponde a um bit 1 ou um bit 0, recebendo como referência o sinal digital utilizado no bloco de transmissão. Por fim, as sequências de bit que saíram dos decodificadores são combinadas e direcionadas para um testador de BER (BERT, *Bit Error Rate Test*) que realiza a comparação entre a sequência de bit recebida e a transmitida dentro de um determinado período de tempo.

Utilizando o cenário da Figura 33 foi feito a configuração do bloco *set OSNR* e o bloco amplificador em configuração de iteração com os parâmetros presentes na Tabela 5.1 para três canais intermediários.

Tabela 5.1 - Parâmetros inseridos nos blocos em modo iteração

Set OSNR	Amplificador	Set OSNR	Amplificador	Set OSNR	Amplificador
11 dB	-20 dBm	11 dB	-10 dBm	11 dB	0 dBm
12 dB	-20 dBm	12 dB	-10 dBm	12 dB	0 dBm
13 dB	-20 dBm	13 dB	-10 dBm	13 dB	0 dBm
14 dB	-20 dBm	14 dB	-10 dBm	14 dB	0 dBm
15 dB	-20 dBm	15 dB	-10 dBm	15 dB	0 dBm
16 dB	-20 dBm	16 dB	-10 dBm	16 dB	0 dBm
11 dB	-15 dBm	11 dB	-5 dBm	11 dB	5 dBm
12 dB	-15 dBm	12 dB	-5 dBm	12 dB	5 dBm
13 dB	-15 dBm	13 dB	-5 dBm	13 dB	5 dBm
14 dB	-15 dBm	14 dB	-5 dBm	14 dB	5 dBm
15 dB	-15 dBm	15 dB	-5 dBm	15 dB	5 dBm
16 dB	-15 dBm	16 dB	-5 dBm	16 dB	5 dBm

Fonte: O autor

Para obter as curvas desses canais é necessário determinar dois parâmetros: a frequência do canal e o coeficiente de dispersão. Analisando o ambiente de simulação o coeficiente de dispersão é calculado neste trabalho com base em algumas aproximações e considerações, conforme a função logarítmica da Equação (5.1).

$$D(\lambda) = a \ln(\lambda) + b \quad (5.1)$$

Para determinar os coeficientes  $a$  e  $b$  foram feitas as seguintes considerações: utilizou-se o comprimento de onda de referência ( $\lambda$ ) em 1550 nm, a dispersão cromática de referência ( $D(1550)$ ) no valor de 16,75 ps/nm km e a variação ou derivada da dispersão cromática

(S(1550)) no valor de 0,075 ps/nm<sup>2</sup> km. Assim, para encontrar o coeficiente  $a$  é aplicado a derivada em relação a  $\lambda$  na Equação (5.1), como segue as Equações (5.2), (5.3) e (5.4):

$$\frac{d(D(\lambda))}{d(\lambda)} = a \frac{1}{\lambda} \quad (5.2)$$

$$0,075 = a \frac{1}{1550} \quad (5.3)$$

$$a = 116,25 \quad (5.4)$$

As Equações (5.5), (5.6) e (5.7) mostram como determinar o coeficiente  $b$ , substituindo o valor obtido na Equação (5.4) no coeficiente  $a$  da Equação (5.1) e aplica as respectivas considerações.

$$D(1550) = 116,25 \ln(1550) + b \quad (5.5)$$

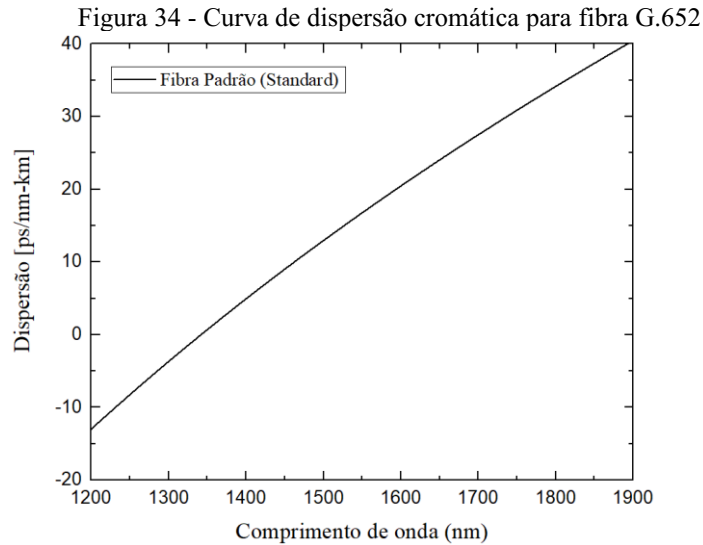
$$16,75 = (116,25) (7,3460) + b \quad (5.6)$$

$$b = -837,22 \quad (5.7)$$

Substituindo os coeficientes  $a$  e  $b$  na Equação (5.1) pelos valores obtidos, tem como resultado a Equação do coeficiente de dispersão cromática utilizada neste trabalho para a fibra padrão G.652, como segue a Equação (5.8).

$$D(\lambda) = 116,25 \ln(\lambda) - 837,22 \quad (5.8)$$

A Figura 34 ilustra a curva de dispersão cromática da fibra padrão (G.652) aplicando a equação para uma faixa de 1200 a 1900 nm.



Tomando como referência Figura 34 foi possível determinar as dispersões dos canais utilizados nas simulações *back-to-back*, conforme a Tabela 5.2.

Tabela 5.2 - Canais utilizados no cenário *back-to-back* com sua respectiva dispersão

Canal	Frequência (THz)	Comprimento de onda (nm)	Dispersão (ps/nm km)
41	194,10	1544,53	16,3427113
43	194,30	1542,94	16,22297733
45	194,50	1541,35	16,10311992

Fonte: O autor

### 5.1.2 Setup para a transmissão

Os próximos cenários desenvolvidos seguem como padrão a Figura 35, reestruturando o setup *back-to-back* com um certo número de canais configurados nos blocos de transmissão e seus respectivos comprimentos de onda são direcionados para o multiplexador e combinados. Saindo do multiplexador é considerado um pequeno trecho de fibra em terra e assim, são inseridos três componentes referenciando esse trecho, um amplificador de potência para garantir um nível de potência em sua saída e uma figura de ruído de 5 dB. Em seguida, a fibra óptica com atenuação de 0,2 dB/Km operando em 1550 nm e um comprimento específico. Por fim, um atenuador para representar outras perdas ao longo desse percurso.

Saindo desse trecho o sinal está pronto para percorrer o enlace submarino, entrando no bloco de controle de loop e passando por um amplificador de linha com um ganho específico para poder percorrer o comprimento de fibra adiante até o próximo ponto de amplificação, uma figura de ruído de 4,5 dB, valor esse que pode ficar entre 4 - 5 dB em amplificadores submarinos [6]. O bloco de fibra óptica mantém as configurações de atenuação, comprimento e operação em 1550 nm. Em seguida, são inseridas as perdas adicionais pelo bloco atenuador e direcionado novamente para o bloco de controle de loop. O bloco de controle de loop determina a quantidade

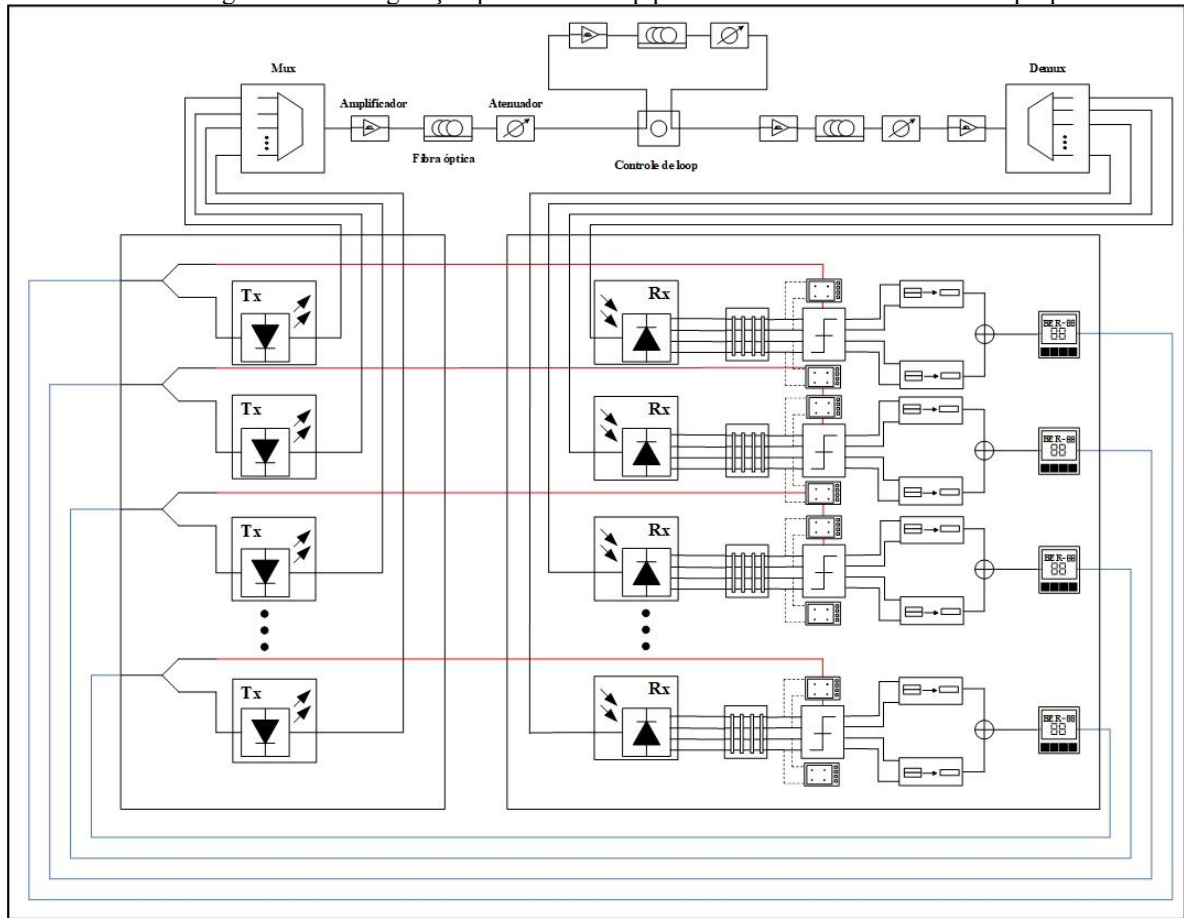
de vezes que esse trecho submarino se repete, simulando a propagação em longas distâncias e assim, ao final de cada loop a distância definida pela fibra dentro desse percurso é considerada o espaçamento entre cada amplificador desse enlace.

Saindo do controle de loop novamente é considerado a presença de um trecho de fibra óptica em terra e assim o sinal passa novamente pelos componentes que representam esse trecho. Um amplificador de potência para garantir um determinado valor de potência com uma figura de ruído de 4.5 dB, um bloco de fibra óptica com as mesmas configurações utilizadas pelas anteriores e um atenuador para inserir perdas. Por fim, um pré-amplificador é inserido para garantir o nível de potência na recepção e uma figura de ruído de 7 dB considerando piores condições. A presença desse último amplificador se torna imprescindível uma vez que o demultiplexador insere uma atenuação de 8 dB no sinal.

Dentro do demultiplexador os mesmos canais presentes nos componentes anteriores são separados e cada um deles direcionados para o seu respectivo bloco de recepção. Partindo do bloco de recepção o mesmo processo descrito para o cenário *back-to-back* acontece, o sinal é detectado pelo fotodetector, em seguida direcionado para o DSP com o respectivo canal e dispersão calculados atribuídos ao bloco. Saindo desse bloco passa pelo bloco de decisão que recebe a sequência de bit referência, em seguida direcionado para o decodificador e por fim passando pelo BERT que realiza a comparação entre a sequência de bit da saída e o de entrada, calculando a BER do sistema. Isso acontece para as diferentes quantidades de canais que foram configurados para transmitir.

Na seção seguinte será abordado os resultados em cada cenário de maneira mais objetiva, como parâmetros e configurações que diferenciam cada um deles e que foram essenciais para chegar a um resultado.

Figura 35 - Configuração padrão do setup para os diversos cenários de teste proposto



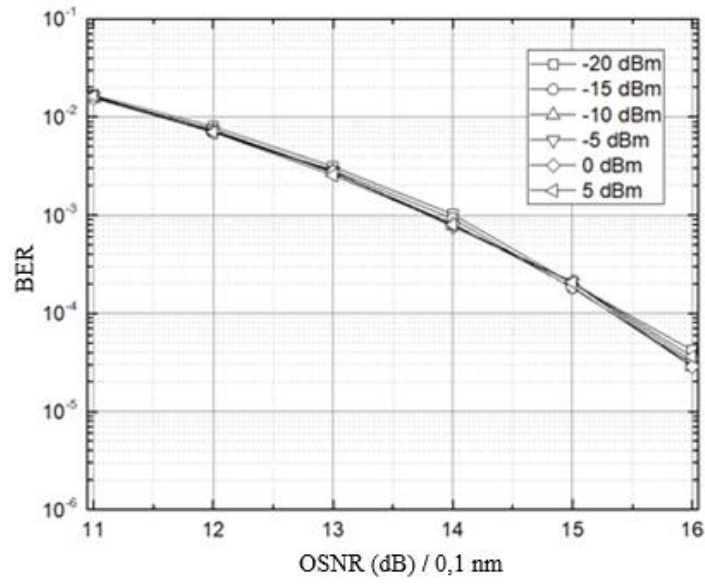
Fonte: o autor

## 5.2 Resultados

### 5.2.1 Resultados *Back-to-back*

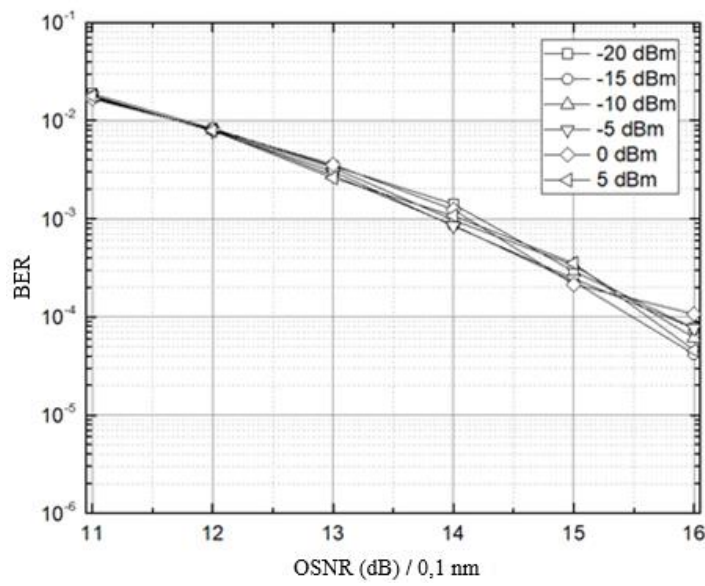
O setup da Figura 33 é executado com o objetivo de caracterizar o comportamento do receptor coerente por meio de curvas de BER x OSNR e determinar com base nessas curvas o valor de limiar de correção de erro antecipado (FEC, Forward Error Correction). Além disso, servirá como referência na análise de penalidade obtidas no sistemas devido a presença de efeitos não-lineares, assim, as Figura 36, Figura 37 e Figura 38 ilustram respectivamente as curvas de BER x OSNR para os canais 41, 43 e 45.

Figura 36 - BER x OSNR para o cenário *back-to-back* do canal 41



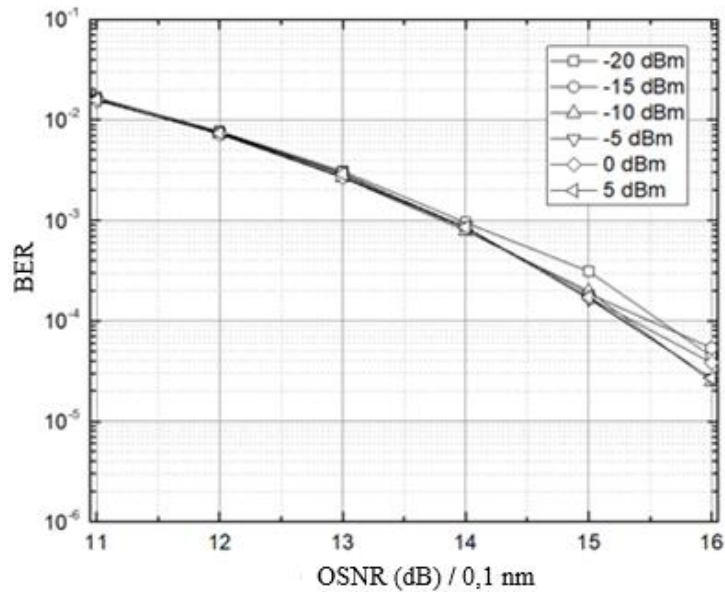
Fonte: o autor

Figura 37 - BER x OSNR para o cenário *back-to-back* do canal 43



Fonte: o autor

Figura 38 - BER x OSNR para o cenário *back-to-back* do canal 45



Fonte: o autor

Esses canais foram selecionados por duas razões: Primeiro, a posição central na faixa de canais da banda C. Segundo, a proximidade entre eles deixa as interações entre canais mais forte, favorecendo a análise de possíveis efeitos não-lineares que causem penalidades.

Como dito em capítulos anteriores a OSNR é uma medida de qualidade do sinal e extremamente importante em enlaces ópticos de longas distâncias, e como é possível perceber afeta indiretamente a BER, fornecendo um alerta de uma possível degradação.

Uma outra observação que será feita com base nessas curvas é a consideração do valor de FEC utilizado como limiar na correção de BER. Dito isso, será considerado o valor de FEC de  $3 \times 10^{-3}$  como limiar o que corresponde a uma OSNR de 13 dB como pode ser observado nas Figura 36, Figura 37 e Figura 38.

### 5.2.2 Variação de espaçamento entre amplificadores para vinte canais

O setup da Figura 35 foi configurado para uma disposição de vinte canais, com espaçamento de 200 GHz entre eles, conforme a Tabela 5.3.

Tabela 5.3 - Frequências utilizadas para o cenário de 20 canais

Canal	Frequência (THz)	Comprimento de onda (nm)	Canal	Frequência (THz)	Comprimento de onda (nm)
21	192,1	1560,61	41	194,1	1544,53
23	192,3	1558,98	43	194,3	1542,94
25	192,5	1557,36	45	194,5	1541,35
27	192,7	1555,75	47	194,7	1539,77
29	192,9	1554,13	49	194,9	1538,19
31	193,1	1552,52	51	195,1	1536,61
33	193,3	1550,92	53	195,3	1535,04
35	193,5	1549,32	55	195,5	1533,47



37	193,7	1547,72	57	195,7	1531,90
39	193,9	1546,12	59	195,9	1530,33

Fonte: O autor

Os amplificadores são configurados para obter valores de potência por canal na faixa de - 6 a 1 dBm e conseqüentemente variar a BER em relação à distância que é percorrida na fibra padrão. Considerou-se para análise os espaçamentos entre amplificadores os valores de 50, 70 e 90 km. Na Tabela 5.4 são definidos os valores dos coeficientes de dispersão dos canais utilizados na simulação

Tabela 5.4 - Coeficiente de dispersão calculado para cada canal

Canal	Coeficiente de dispersão (ps/nm Km)	Canal	Coeficiente de dispersão (ps/nm Km)
21	17,54672575	41	16,3427113
23	17,42524343	43	16,28248321
25	17,30438048	45	16,22297733
27	17,24390185	47	16,16268716
29	17,18413898	49	16,10311992
31	16,94253343	51	16,04352213
33	16,88261538	53	15,98389378
35	16,82266643	55	15,92423483
37	16,76268655	57	15,86454524
39	16,70267571	59	15,80482499

Fonte: O autor

### 5.2.2.1. Setup com 50 km de fibra

Nesse cenário, para cada volta no bloco controle de loop uma distância de 50 Km é percorrida, assim, com base nessa observação é determinado o número de voltas que corresponde a distância percorrida dentro do enlace submarino e somando o comprimento dos outros blocos de fibra óptica tem-se o comprimento do enlace da Tabela 5.5 mantendo um espaçamento entre elas de 1000 Km aproximadamente.

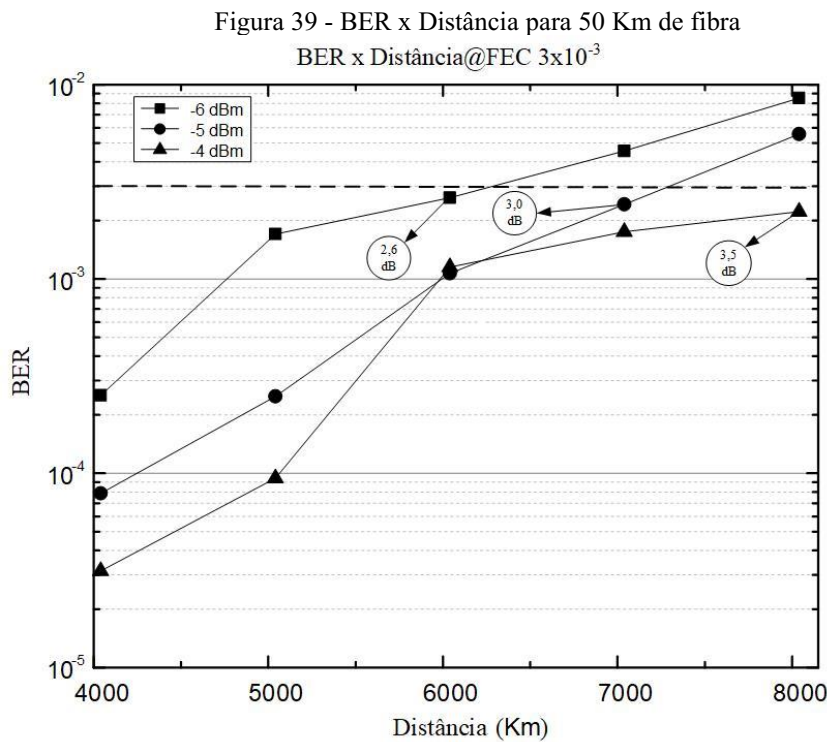
Tabela 5.5 - Variação de valores inseridos no controle de loop para 50 Km de comprimento de fibra

Comprimento da fibra (Km)	Número de voltas	Comprimento do enlace +100 (Km)
50	18	1000
50	38	2000
50	58	3000
50	78	4000
50	98	5000
50	118	6000
50	138	7000
50	158	8000

Fonte: O autor

Para cada valor de potência por canal é percorrida todas as distâncias da Tabela 5.5 e dentro dos resultados obtidos, foram selecionados três valores de potência por canal devido às suas respectivas penalidades serem inferiores do restante dos valores da faixa. A Figura 39 ilustra as curvas que representam esse cenário para os valores de potência por canal de -6, -5 e -4 dBm e suas penalidades próximas do valor limite de FEC estabelecido em tracejado. Pode-

se verificar então que para o espaçamento entre amplificadores de 50 km, a melhor potência de lançamento por canal é de -4 dBm, alcançando 8000 km com penalidade de 3,5 dB devido a efeitos não lineares.



Fonte: O autor

#### 5.2.2.2. Setup com 70 km de fibra

Mantendo a análise feita para o setup com 50 Km de fibra, a Tabela 5.6 mostra o comprimento do enlace para um tamanho de fibra equivalente a 70 Km, e novamente é somado o valor que corresponde aos outros dois blocos de fibra óptica para determinar esse valor.

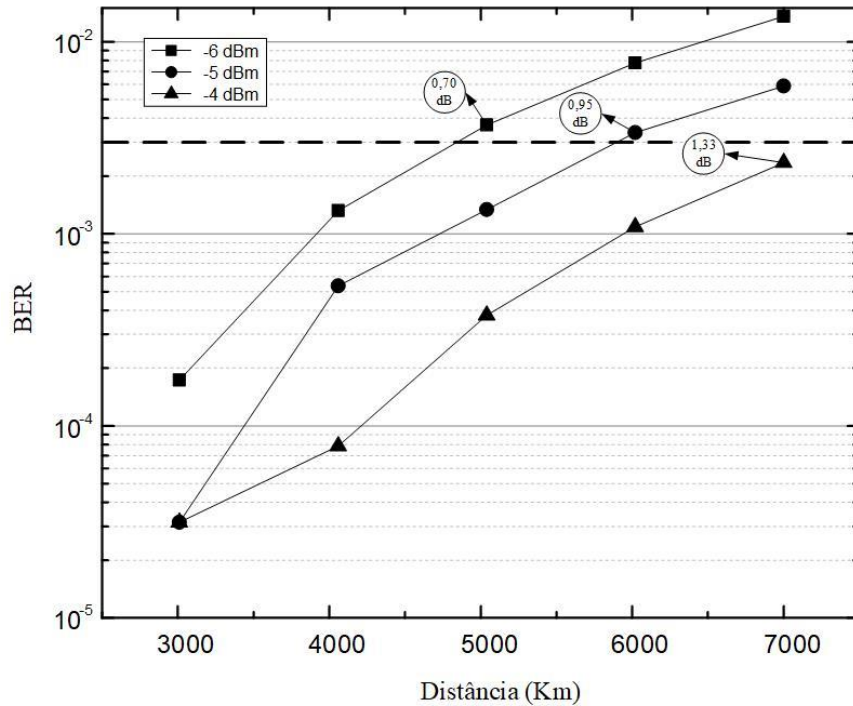
Tabela 5.6 - Variação de valores inseridos no controle de loop para 70 Km de comprimento de fibra

Comprimento da fibra (Km)	Número de voltas	Comprimento do enlace +140 (Km)
70	13	1050
70	28	2060
70	42	3040
70	56	4020
70	70	5000
70	85	6050
70	99	7030

Fonte: O autor

Percorrendo todas as distâncias da Tabela 5.6 também é obtido três valores de potência por canal com as menores penalidades do sistema. A Figura 40 ilustra as curvas para essas potências e as penalidades obtidas próximas ao valor de FEC em tracejado. O distanciamento entre amplificadores mostra como melhor potência de lançamento por canal igual a -4 dBm, alcançando 7000 km com penalidade de 1,33dB devido aos efeitos não-lineares.

Figura 40 - BER x Distância para 70 Km de fibra  
BER x Distância@FEC  $3 \times 10^{-3}$



Fonte: O autor

### 5.2.2.3. Setup com 90 km de fibra

Por fim, seguindo as observações dos setups anteriores a Tabela 5.7 mostra o comprimento do enlace utilizando 90 Km em cada bloco de fibra óptica.

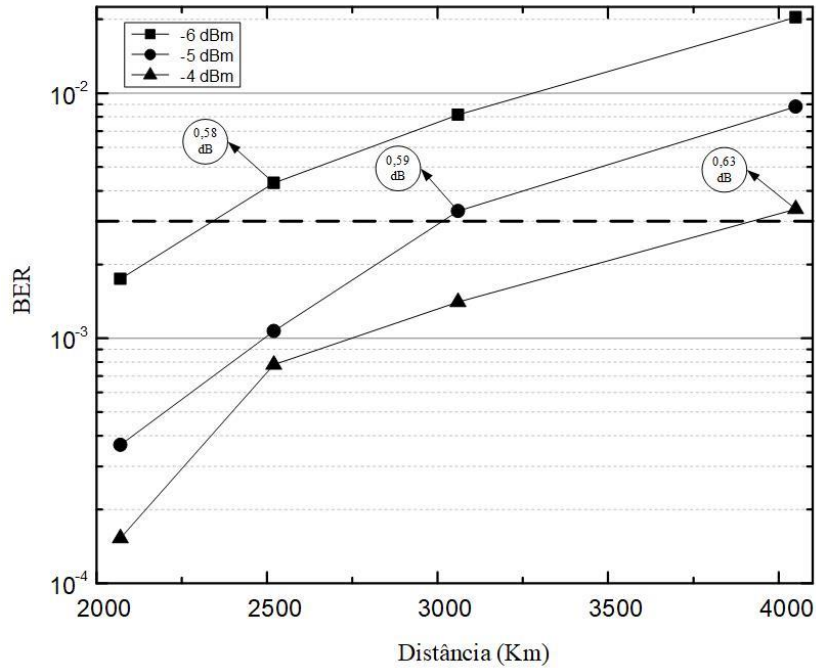
Tabela 5.7 - Variação de valores inseridos no controle de loop para 90 Km de comprimento de fibra

Comprimento da fibra (Km)	Número de voltas	Comprimento do enlace +180 (Km)
90	10	1080
90	21	2070
90	32	3060
90	43	4050

Fonte: O autor

A Figura 41 ilustra o resultado desse cenário percorrendo todas as distâncias presentes na Tabela 5.7 com suas penalidades próximo ao tracejado do FEC e como pode ser observado também manteve as potências de -6, -5 e -4 como aquelas com menor penalidade no sistema. Já o espaçamento de 90 km entre os amplificadores mostra que essa solução não é a melhor opção devido ao menor alcance.

Figura 41 - BER x Distância para 90 Km de fibra  
BER x Distância@FEC  $3 \times 10^{-3}$



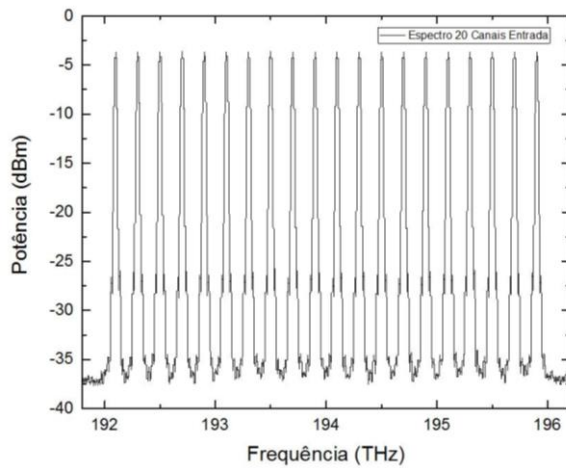
Fonte: O autor

Analisando as curvas da Figura 39, Figura 40 e Figura 41 considerou-se nesse trabalho a distância de 70 km como sendo a distância ideal para separação entre os amplificadores, considerando para tal a distância alcançada pelo enlace e as penalidades impostas aos canais devido os efeitos não-lineares.

### 5.2.3 Distância máxima percorrida para vinte canais

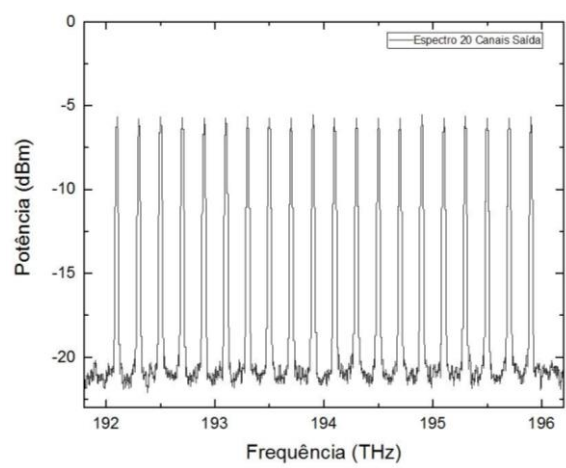
Nesse cenário, para determinar a distância máxima percorrida em vinte canais é utilizado o mesmo setup da seção anterior para 70 Km e assim, será utilizado os dados já simulados. Mesmo que as penalidades estejam presentes devido a SPM e XPM, os espectros dos canais de entrada como ilustra a Figura 42 e depois da propagação, como ilustra a Figura 43 mostram que ainda é possível recuperar os sinais sem perda de informação.

Figura 42 - Espectro de entrada para 20 canais



Fonte: O autor

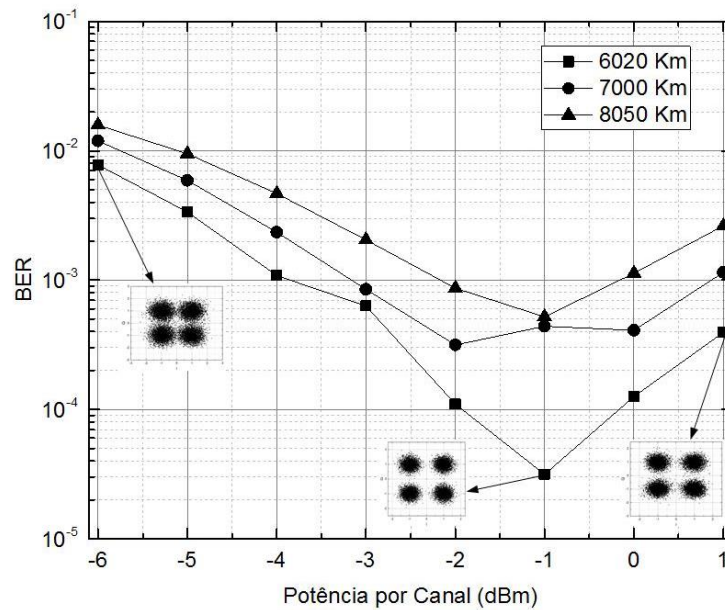
Figura 43 - Espectro de saída para 20 canais



Fonte: O autor

Para obter as curvas de BER x Potência por canal da Figura 44 foi considerado três distâncias fixas para análise, são elas: 6020 Km, 7000 Km e 8050 Km. Essas distâncias foram selecionadas devido os valores de BER estarem próximos ao limiar do FEC. Esta análise é necessária para determinar a potência por canal máxima para obter uma distância considerável e um nível de BER satisfatório com a menor penalidade.

Figura 44 - BER x Potência por Canal para 20 canais



Fonte: O autor

Analisando as curvas e considerando a taxa de erro de bit como o principal ponto de análise, é possível caracterizar o enlace óptico para vinte canais e assim, notar que a distância ótima é a de 6020 Km para esse cenário, com um valor de potência por canal de -1 dBm.

Essa consideração não impede de utilizar para um cenário que se deseja alcançar uma distância maior, mas não é recomendado e limita drasticamente os valores de potência por canal

que podem ser utilizados como pode ser visto pela curva em 8050 Km que permite recuperar sem perdas a partir de -3 dBm de potência. Além disso, a qualidade do sinal pode ser verificada analisando os diagramas de constelação presentes nos extremos da faixa de potência por canal e no ponto que foi obtido o melhor valor de BER.

#### 5.2.4 Distância máxima percorrida para quarenta canais

Para o próximo cenário serão adicionados mais vinte canais e então, as configurações realizadas anteriormente são reproduzidas para quarenta, diferenciando os canais da banda C utilizados com um espaçamento de 100 GHz entre eles, como segue a Tabela 5.8. Além disso, os coeficientes de dispersão para cada canal também devem ser calculados utilizando a Equação (5.8), o valor presente no bloco controle de loop seguem as mesmas considerações mantendo um espaçamento de 1000 Km entre cada distância e será utilizado a mesma faixa de potência por canal definida antes.

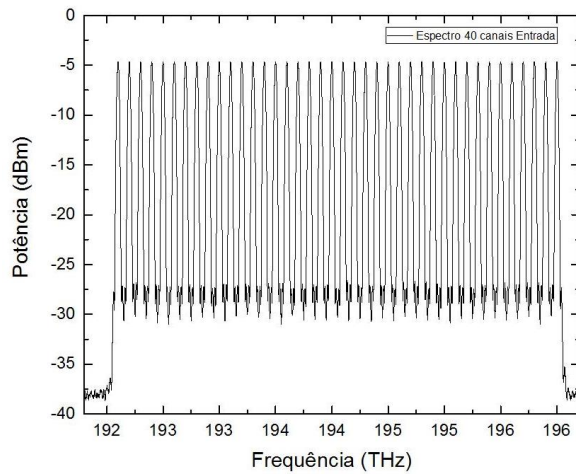
Tabela 5.8 - Frequências utilizadas para um cenário de 40 canais propagadas em longas distâncias

Canal	Frequência (THz)	Comprimento de onda (nm)	Canal	Frequência (THz)	Comprimento de onda (nm)
21	192,1	1560,61	41	194,1	1544,53
22	192,2	1559,79	42	194,2	1543,73
23	192,3	1558,98	43	194,3	1542,94
24	192,4	1558,17	44	194,4	1542,14
25	192,5	1557,36	45	194,5	1541,35
26	192,6	1556,55	46	194,6	1540,56
27	192,7	1555,75	47	194,7	1539,77
28	192,8	1554,94	48	194,8	1538,98
29	192,9	1554,13	49	194,9	1538,19
30	193	1553,33	50	195	1537,40
31	193,1	1552,52	51	195,1	1536,61
32	193,2	1551,72	52	195,2	1535,82
33	193,3	1550,92	53	195,3	1535,04
34	193,4	1550,12	54	195,4	1534,25
35	193,5	1549,32	55	195,5	1533,47
36	193,6	1548,51	56	195,6	1532,68
37	193,7	1547,72	57	195,7	1531,90
38	193,8	1546,92	58	195,8	1531,12
39	193,9	1546,12	59	195,9	1530,33
40	194,0	1545,32	60	196,0	1529,55

Fonte: O autor

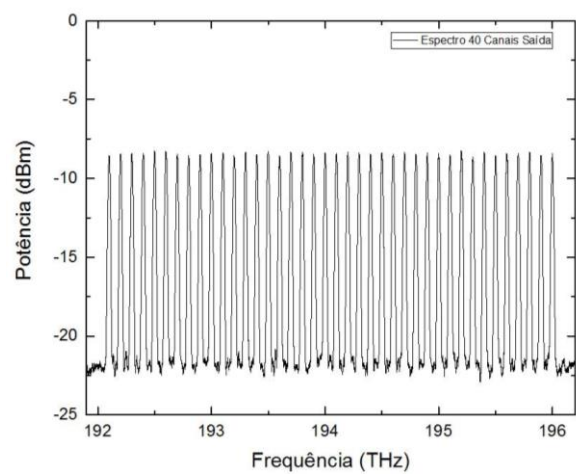
Analisando os espectros de entrada e saída para quarenta canais, como ilustra a Figura 45 e a Figura 46 respectivamente é observado que a presença de penalidades não impede de recuperar os sinais sem perdas, assim como para vinte canais.

Figura 45 - Espectro de entrada para 40 canais



Fonte: O autor

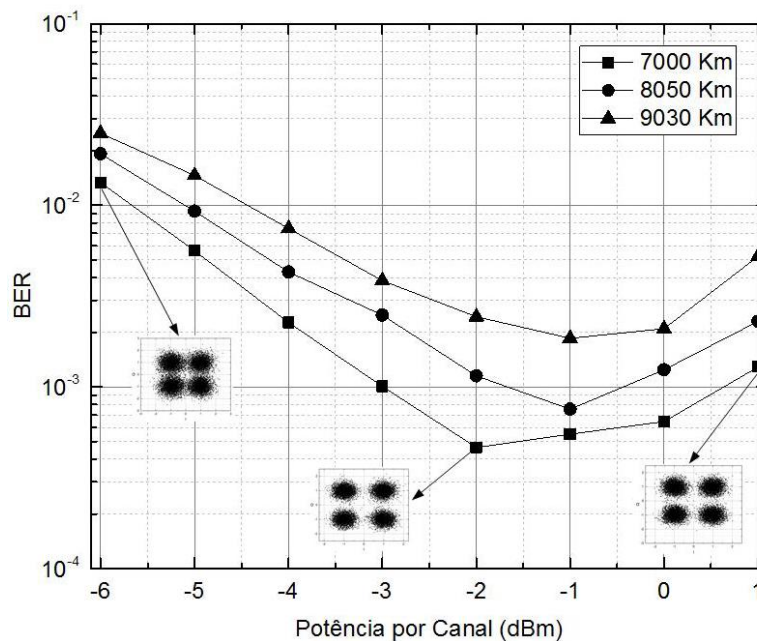
Figura 46 - Espectro de saída para 40 canais



Fonte: O autor

Como resultado desse cenário, as curvas de BER x Potência por canal com quarenta canais é ilustrado na Figura 47, consideradas como fixas as distâncias de 7000 Km, 8050 Km e 9030 Km. Utilizando a mesma análise realizada em vinte canais, é desejado uma distância máxima com um nível de BER adequado para recuperação sem muitas perdas e então, a distância máxima que um setup com quarenta canais consegue propagar mantendo o nível de qualidade está em 7000 Km, com uma potência por canal de -2 dBm e isso pode ser verificado pelos diagramas de constelação.

Figura 47 - BER x Potência por Canal para 40 canais



Fonte: O autor

### 5.2.5 Distância máxima percorrida para oitenta canais

Por fim, realizando a configuração do setup da Figura 35 para oitenta canais, o cenário é executado mantendo as seguintes considerações: definir o valor no bloco controle de loop,

manter o comprimento do bloco fibra óptica em 70 Km, configurar os blocos que necessitem inserir os oitenta canais como segue a Tabela 5.9 com espaçamento de 50 GHz entre eles, calcular os respectivos coeficientes de dispersão, entre outros já mencionados.

Tabela 5.9 - Frequências utilizadas para um cenário de 80 canais propagadas em longas distâncias

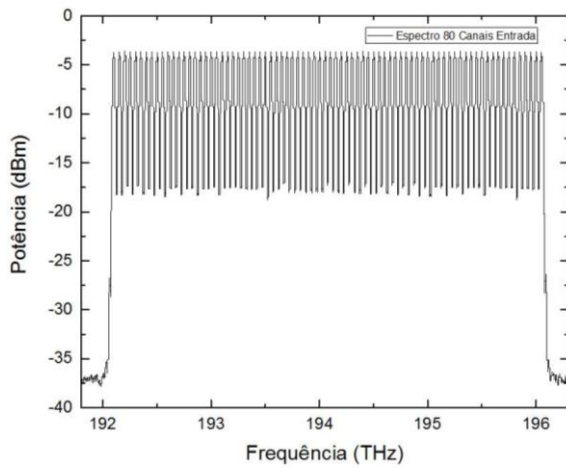
Canal	Frequência (THz)	Comprimento de onda(nm)	Canal	Frequência (THz)	Comprimento de onda (nm)
21,0	192,10	1560,61	41,0	194,10	1544,53
21,5	192,15	1560,20	41,5	194,15	1544,13
22,0	192,20	1559,79	42,0	194,20	1543,73
22,5	192,25	1559,39	42,5	194,25	1543,33
23,0	192,30	1558,98	43,0	194,30	1542,94
23,5	192,35	1558,58	43,5	194,35	1542,54
24,0	192,40	1558,17	44,0	194,40	1542,14
24,5	192,45	1557,77	44,5	194,45	1541,75
25,0	192,50	1557,36	45,0	194,50	1541,35
25,5	192,55	1556,96	45,5	194,55	1540,95
26,0	192,60	1556,55	46,0	194,60	1540,56
26,5	192,65	1556,15	46,5	194,65	1540,16
27,0	192,70	1555,75	47,0	194,70	1539,77
27,5	192,75	1555,34	47,5	194,75	1539,37
28,0	192,80	1554,94	48,0	194,80	1538,98
28,5	192,85	1554,54	48,5	194,85	1538,58
29,0	192,90	1554,13	49,0	194,90	1538,19
29,5	192,95	1553,73	49,5	194,95	1537,79
30,0	193,00	1553,33	50,0	195,00	1537,40
30,5	193,05	1552,93	50,5	195,05	1537,00
31,0	193,10	1552,52	51,0	195,10	1536,61
31,5	193,15	1552,12	51,5	195,15	1536,22
32,0	193,20	1551,72	52,0	195,20	1535,82
32,5	193,25	1551,32	52,5	195,25	1535,43
33,0	193,30	1550,92	53,0	195,30	1535,04
33,5	193,35	1550,52	53,5	195,35	1534,64
34,0	193,40	1550,12	54,0	195,40	1534,25
34,5	193,45	1549,72	54,5	195,45	1533,86
35,0	193,50	1549,32	55,0	195,50	1533,47
35,5	193,55	1548,91	55,5	195,55	1533,07
36,0	193,60	1548,51	56,0	195,60	1532,68
36,5	193,65	1548,11	56,5	195,65	1532,29
37,0	193,70	1547,72	57,0	195,70	1531,90
37,5	193,75	1547,32	57,5	195,75	1531,51
38,0	193,80	1546,92	58,0	195,80	1531,12
38,5	193,85	1546,52	58,5	195,85	1530,72
39,0	193,90	1546,12	59,0	195,9	1530,33
39,5	193,95	1545,72	59,5	195,95	1529,94
40,0	194,00	1545,32	60,0	196,00	1529,55
40,5	194,05	1544,92	60,5	196,05	1529,16

Fonte: O autor

A Figura 48 e a Figura 49 ilustram os espectros de canais na entrada e na saída respectivamente para esse cenário com oitenta canais e como nos setups anteriores é possível recuperar os sinais sem perdas, mesmo que nesse contexto seja mais propício devido a proximidades entre os canais favorecendo a presença de penalidades.

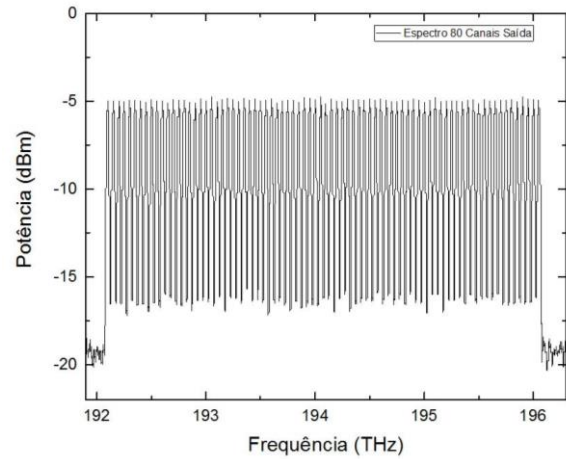


Figura 48 - Espectro de entrada para 80 canais



Fonte: O autor

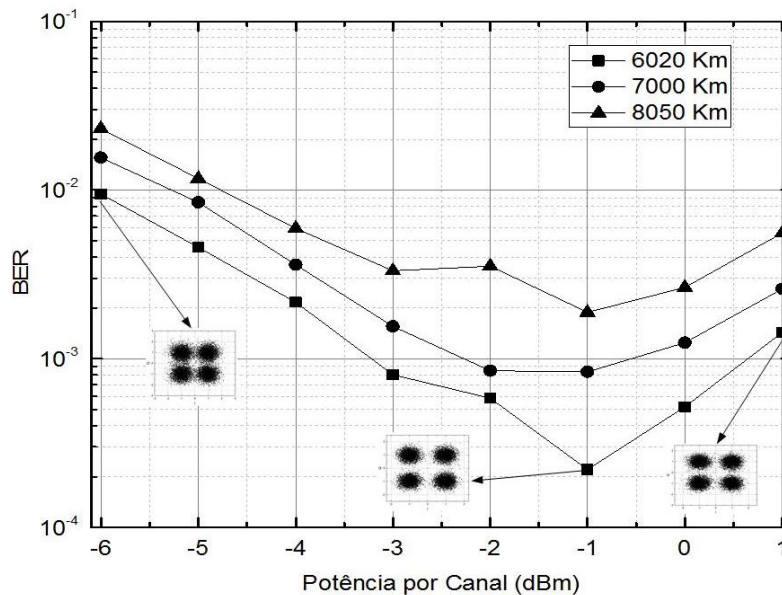
Figura 49 - Espectro de saída para 80 canais



Fonte: O autor

A Figura 50 ilustra as curvas obtidas para a faixa de potência por canal e assim como os demais foram consideradas as seguintes distâncias fixas: 6020 Km, 7000 Km e 8050 Km. Novamente é desejado propagar longas distâncias e conseguir recuperar o máximo de informação possível sem perdas, desse modo, a distância que apresenta a menor BER está em 6020 Km para uma potência por canal de -1 dBm e consequentemente essa seria a melhor distância que esse setup com oitenta canais conseguiria propagar recuperando o máximo de informação.

Figura 50 - BER x Potência por Canal para 80 canais



Fonte: O autor

Analisando os gráficos de potência por canal para os cenários de vinte, quarenta e oitenta canais, é possível notar que a configuração do sistema permite alcançar até 6000 Km aproximadamente com uma boa resposta na recepção, a partir desse valor a presença de

penalidades começam a ficar bem evidentes devido a presença de distorções e efeitos não lineares, mas não impede que seja possível propagar por distâncias maiores.

# Capítulo 6

## Conclusões e Discussão

Neste capítulo serão apresentadas as conclusões para o projeto de enlace óptico submarino, com um comparativo entre os comprimentos de span com base nas respostas back-to-back, uma análise da distância percorrida e as limitações técnicas.

Nas simulações, a análise back-to-back forneceu resultados importantes para verificar o comportamento do receptor coerente e determinar o valor de FEC correspondente a um nível de BER aceitável, assim como a tolerância de OSNR de 13 dB equivalente. As curvas obtidas do setup back-to-back foram usadas como referência para os cenários de transmissão e como uma fonte de investigação de possíveis efeitos não-lineares na presença de penalidades do sistema.

Em seguida, foi utilizado o setup de transmissão para determinar o espaçamento entre amplificadores, variando o comprimento dos spans em 50, 70 e 90 Km. A curva de BER x Distância adquirida como resultado para o espaçamento entre amplificadores de 50 Km, mostra que a melhor potência de lançamento por canal é a de -4 dBm com uma penalidade de 3,5 dB, possibilitando alcançar uma distância de 8000 Km. As curvas obtidas para um espaçamento de 70 Km mostram como resultado que a melhor potência de lançamento por canal também se encontra em -4 dBm, com uma penalidade de 1,33 dB e alcançando uma distância de 7000 Km. Assim como para os outros espaçamentos, com um span de 90 Km a melhor potência de lançamento por canal também se encontra em -4 dBm, alcançando uma distância de 4000 Km com uma penalidade de 0,63 dB.

Analisando os resultados com base nas penalidades obtidas e do limiar de FEC é definido o espaçamento entre amplificadores de 70 Km como o que representa as melhores condições. Mesmo que em 50 Km tem-se uma distância maior percorrida, ele tem as maiores penalidades do sistema e o inverso acontece em 90 Km, apresenta as menores penalidades, mas tem uma distância limitada que pode ser percorrida.

Por fim, com o espaçamento entre amplificadores encontrado, foi analisada qual a distância máxima percorrida para vinte, quarenta e oitenta canais, mantendo o nível de BER e permanecendo dentro do limiar de FEC. As curvas de BER x Potência por canal para vinte

canais mostram como resultado uma distância máxima de 6020 Km para uma potência de lançamento por canal de -1 dBm. Para quarenta canais, a distância máxima alcançada foi de 7000 Km para uma potência de lançamento por canal de -2 dBm. Já para oitenta canais, com uma potência de lançamento por canal de -1 dBm foi possível alcançar uma distância máxima de 6020 Km.

Diante de tudo que foi mencionado e dos resultados obtidos é possível compreender como um enlace de longas distâncias com fibra padrão se comporta e como a presença de efeitos não-lineares como a SPM e a XPM afetam o sistema. Além disso, devido ao custo computacional foi possível obter uma BER equivalente a  $1 \times 10^{-6}$ . Apesar das limitações e das penalidades causadas por esses efeitos não-lineares estarem presentes, ainda é obtido uma distância máxima considerável para as variações de canais mantendo o limiar do FEC e nesse contexto, não impede que seja aplicado para distâncias maiores, mas tendem a aumentar a presença de penalidades que por consequência deixa o sistema suscetível a piores níveis de BER e dificulta a recuperação de toda informação presente no sinal.

# Referências

- [1] Bell-Labs, “Metro Network Traffic Growth: an Architecture Impact Study: Strategic White Paper,” p. 12, 2013.
- [2] M. Inzlicht, B. J. Schmeichel e C. N. Macrae, “Why self-control seems (but may not be) limited.,” *Trends in cognitive sciences*, vol. 18, nº 3, pp. 33-127, 2014.
- [3] V. Emanuel e S. Parahyba, “Análise de Métodos de Compensação de Efeitos não Lineares em Sistemas de Transmissão de Alta Capacidade,” 2016.
- [4] CISCO, “Cisco Visual Networking Index: Global Mobile Data,” p. 39, 2016.
- [5] S. /. N. /. LXAQ, ““Is it Global?” | SFAQ / NYAQ / LXAQ,” 11 Março 2015. [Online]. Available: <http://sfaq.us/event/is-it-global/>. [Acesso em 07 Outubro 2018].
- [6] J. Chesnoy, Undersea Fiber Communication Systems, Amsterdam: Academic P, 2002.
- [7] M. S. Palacios e S. E. E. Santo, “Cabos Submarinos no Brasil,” *Teleco: Inteligência em Telecomunicações*, 22 Setembro 2003. [Online]. Available: <http://www.teleco.com.br/tutoriais/tutorialsub/default.asp>. [Acesso em 31 Outubro 2018].
- [8] G. S. MUSEUM, “Secção do cabo de fibra óptica transatlântica TAT-8, 1989 | Colecção do Museu de Ciências,” [Online]. Available: <http://collection.sciencemuseum.org.uk/objects/co34077/section-of-tat-8-transatlantic-optical-fibre-cable-1989-optical-fibre>. [Acesso em 31 Outubro 2018].
- [9] E. Lach e W. Idler, “Modulation formats for 100G and beyond,” *Optical Fiber Technology*, vol. 17, nº 5, pp. 377-386, 2011.
- [10] G. T. Zhou, K. Xu, J. Wu, C. Yan, Y. Su e J. T. Lin, “Self-Pumping Wavelength Conversion For DPSK Signals And DQPSK Generation Through Four-Wave Mixing In Highly Nonlinear Optical Fiber,” *IEEE Photon. Technol. Lett.*, vol. 18, nº 22, Nov. 15, 2006.

- [11] Teleco, “Transporte Ethernet 100 Gb: Preparando a Rede para Serviços de Banda Larga,” Teleco: Inteligência em Telecomunicações, 26 Maio 2014. [Online]. Available: <http://www.teleco.com.br/pdfs/tutorial ethernet100.pdf>. [Acesso em 02 Novembro 2018].
- [12] G. Keiser, *Comunicações por Fibras Ópticas*, 4ª ed., São Paulo: AMGH, 2014.
- [13] G. P. AGRAWAL, *Sistema de Comunicação por Fibras Ópticas*, 4ª ed., Rio de Janeiro: Elsevier, 2014.
- [14] F. Kapron, D. B. Keck e R. D. Maurer, “Radiation losses in glass optical,” *Appl. Phys. Lett.*, vol. 17, p. 423–425, 1970.
- [15] M. S. P. e. Silva, “Sensor Distribuído de Temperatura à Fibra Óptica Baseado em Espalhamento Raman,” p. 85, 2018.
- [16] G. P. AGRAWAL, *Nonlinear Fiber Optics*, 3ª ed., Academic Press, 2001.
- [17] A. Zhu, “How to Use WDM for Fiber Capacity Expansion?,” *Fiber Optic Solutions*, 26 Janeiro 2017. [Online]. Available: <http://www.fiber-optic-solutions.com/use-wdm-fiber-capacity-expansion.html>. [Acesso em 07 Outubro 2018].
- [18] T. Adiguna e H. Nusantara, “East Nusa Tenggara Submarine Cable Communication System Design,” *The 3rd International Conference on Wireless and Telematics 2017*, 27-28 Julho 2017.
- [19] J. M. C. Boggio, “Efeitos Não Lineares em Fibras Ópticas de Dispersão Dislocada,” p. 128, 04 Abril 2001.
- [20] V. E. S. Parahyba, “Análise de métodos de compensação de efeitos não-lineares em sistemas de transmissão óptica de altas capacidade,” p. 93, 2016.
- [21] P. D. Taveira, “Caracterização e análise de desempenho dos amplificadores ópticos Raman discretos em sistemas de comunicações ópticas na banda “O”,” p. 91, 2006.
- [22] R. Ramaswami e K. N. Sivarajan, *Optical Networks: A Practical Perspective*, 2ª ed., United State of America: Academic Press, 2002.

- [23] G. P. AGRAWAL, *Fiber-Optic Communication Systems*, 3<sup>a</sup> ed., New York: John Wiley & Sons, Inc., 2002.
- [24] G. P. AGRAWAL, *Applications of Nonlinear Fiber Optics*, San Diego, California: Academic Press, 2001.
- [25] E. Desurvire, *Erbium Doped Fiber Amplifiers - Principles and applications*, New York: John Wiley & Sons, Inc., 2002.
- [26] M. J. F. Digonnet, *Rare-Earth-Doped Fiber Lasers and Amplifiers*, 2<sup>a</sup> ed., New York: Marcel Dekker, Inc., 2001.
- [27] CISCO, “Cisco Annual Internet Report (2018–2023),” *Computer Fraud & Security*, p. 4, 2020.
- [28] CISCO, “Internet of Things,” 2016. [Online]. Available: <https://www.cisco.com/c/en/us/products/collateral/se/internet-of-things/at-a-glance-c45-731471.pdf?dtid=ossdc000283>. [Acesso em 22 Junho 2021].
- [29] M. Ionescu, P. Bayvel, D. Lavery, A. Edwards, E. Sillekens, D. Semrau, L. Galdino, R. I. Killey, W. Pelouch e S. Barnes, “74.38 Tb/s Transmission over 6300 km Single Mode Fibre Enabled by C+L Amplification and Geometrically Shaped PDM-64QAM,” *Journal of Lightwave Technology*, vol. 14, p. 8, 2020.
- [30] M. Seimetz, *High-order modulation for optical fiber transmission*, Berlin: Springer Series in OPTICAL SCIENCES, 2009.
- [31] M. Junichiro, H. Satomi, S. Masaki, I. Yota, O. Takeshi e Y. Tomoki, “Special Issue on Telecom Carrier Solutions for New Value Creation,” NEC - orchestrating a brighter world, 03 Julho 2016. [Online]. Available: [https://www.nec.com/en/global/techrep/journal/recommend\\_year/2015/07.html](https://www.nec.com/en/global/techrep/journal/recommend_year/2015/07.html). [Acesso em 02 Maio 2021].
- [32] K. Kikuchi, “Fundamentals of Coherent Optical,” *Journal of Lightwave Technology*, vol. 34, n° 1, p. 23, 2016.

- [33] C. Xie, “Impact of nonlinear and polarization effects in,” *OSA Publishing*, p. 16, 8 December 2011.
- [34] F. Bonatti, “Sistemas de transmissão óptica modulados a 100 Gb/s com detecção coerente,” São Carlos, 2014.
- [35] H. Guan, Y. Ma, R. Shi, X. Zhu, R. Younce, Y. Chen, J. Roman, N. Ophir, Y. Liu, R. Ding, T. Baehr-Jones, K. Bergman e M. Hochberg, “Compact and low loss 90° optical hybrid on a silicon-on-insulator platform,” *Optics Express*, vol. 25, p. 12, 2017.
- [36] R. Halir, G. Roelkens, A. Ortega-Moñux, J. G. Wangüemert-Pérez e I. Molina-Fernández, “High performance multimode interference couplers for coherent communications in silicon,” *Photonics North 2011*, p. 7, 16-18 Maio 2011.
- [37] Optoplex Corporation, “90-Degree Optical Hybrid,” [Online]. Available: [http://www.optoplex.com/Optical\\_Hybrid.htm](http://www.optoplex.com/Optical_Hybrid.htm). [Acesso em 30 Maio 2021].
- [38] J. R. F. d. Oliveira, “Amplificador Óptico Híbrido Raman/EDFA com Controle Automático de Ganho para Redes,” São Carlos, 2014.
- [39] I. B. Djordjevic, “On the Discretized Gaussian Modulation (DGM)-Based Continuous Variable-QKD,” *IEEE Access*, p. 5, 27 Abril 2019.
- [40] R. J. L. Ferreira, “Estudo de Sistemas com Multiportadoras Ópticas Ortogonais e Coerentes,” São Carlos, 2013.
- [41] Optoplex Corporation, “Optical Hybrid Enables Next-Generation Optical Communication,” 20 Janeiro 2021. [Online]. Available: [http://www.optoplex.com/download/coherent\\_detection\\_and\\_optical\\_hybrid.pdf](http://www.optoplex.com/download/coherent_detection_and_optical_hybrid.pdf). [Acesso em 30 Maio 2021].
- [42] Optiwave Systems, “OptiSystem applications: Optical coherent DSP overview,” *Optiwave*, vol. 1, p. 17, 11 Julho 2017.
- [43] Optiwave Systems, “100 Gbps DP-QPSK System with Digital Signal Processing,” Optiwave Systems Inc., [Online]. Available: <https://optiwave.com/applications/100-gbps-dp-qpsk-system-with-digital-signal-processing/>. [Acesso em 30 Maio 2021].



- [44] Optiwave Systems, “Key Features for OptiSystem 12.2,” Optiwave Systems Inc., 08 Janeiro 2014. [Online]. Available: <https://optiwave.com/resources/latest-news/new-version-optisystem-12-2/>. [Acesso em 30 Maio 2021].
- [45] J. Yu e J. Zhang, “Recent progress on high-speed optical transmission,” *Digital Communications and Networks*, vol. 2, p. 12, 2016.
- [46] J. Chesnoy, *Undersea Fiber Communication Systems: Second Edition*, Academic Press, 2015.
- [47] A. Hamja, M. S. Uddin, J. Sultana, M. M. Islam e S. Iqbal, “DSP aided chromatic dispersion reckoning in single carrier high speed coherent optical communications,” *2013 International Conference on Electrical Information and Communication Technology, EICT 2013*, p. 9, 2014.
- [48] I. P. Kaminow, T. Li e A. E. Willner, *Optical Fiber Telecommunications*, 6<sup>a</sup> ed., Elsevier / Academic Press, 2013.
- [49] L. N. Binh, *Advanced Digital Optical Communications*, Munich: CRC Press, 2017.
- [50] International Telecommunication Union, “Spectral grids for WDM applications: DWDM frequency grid,” 2020.