



UNIVERSIDADE FEDERAL DE UBERLÂNDIA  
CAMPUS PATOS DE MINAS

**GUSTAVO EDUARDO SILVA MACHADO**

**IMPLEMENTAÇÃO NUMÉRICA DE UM PROCESSADOR  
DIGITAL DE SINAIS PARA SISTEMAS ÓPTICOS BASEADOS NA  
MODULAÇÃO DP-QPSK**

**Patos de Minas**

**2018**

**GUSTAVO EDUARDO SILVA MACHADO**

**IMPLEMENTAÇÃO NUMÉRICA DE UM PROCESSADOR  
DIGITAL DE SINAIS PARA SISTEMAS ÓPTICOS BASEADOS NA  
MODULAÇÃO DP-QPSK**

Trabalho de conclusão de curso apresentado à Faculdade de Engenharia Elétrica da Universidade Federal de Uberlândia, campus Patos de Minas, como requisito parcial para obtenção do Bacharelado em Engenharia Eletrônica e de Telecomunicações.

Orientador: Dr. Pedro Luiz Lima Bertarini

**Patos de Minas**

**2018**

**IMPLEMENTAÇÃO NUMÉRICA DE UM PROCESSADOR  
DIGITAL DE SINAIS PARA SISTEMAS ÓPTICOS BASEADOS NA  
MODULAÇÃO DP-QPSK**

Trabalho de conclusão de curso aprovado para  
obtenção do título de Bacharelado em Engenharia  
Eletrônica e de Telecomunicações da Universidade  
Federal de Uberlândia (MG) pela banca  
examinadora formada por:

---

Prof. Dr. Pedro Luiz Lima Bertarini

---

Prof. Dr. André Luiz Aguiar da Costa

---

Prof. Dra. Karine Barbosa Carbonaro

## **Agradecimentos**

Ao longo de toda minha vida sempre tive o suporte de inúmeras pessoas, familiares e amigos que conviveram ou ainda convivem comigo, estas pessoas me apoiaram e estiveram do meu lado quando mais precisei deles, assim durante estes cinco anos de graduação não foi diferente.

Primeiramente gostaria de agradecer aos meus pais Fabio Lourenço Machado e Wanessa Silva Machado que sempre acreditaram em mim e sacrificaram muito dos próprios interesses para que eu pudesse estudar em boas escolas e posteriormente fazer uma ótima faculdade sem precisar trabalhar ao mesmo tempo. Ao meu irmão mais novo Gabriel Silva Machado que tive o prazer de crescer e também aprender muito com eles, agradeço aos meus avós Antônio e Maria que são parte importante da minha vida e a todos os meus familiares que também me apoiaram e sempre torceram pelo meu sucesso.

Agradeço aos meus tios Rogério Teixeira Santos e Cristiane Maria Silva que foram extremamente importantes para mim, me ajudaram ainda mais durante a graduação.

Agradeço aos colegas e amigos que conheci durante a graduação, foi um prazer ter convivido com vocês durante estes cinco anos. Agradeço a todos os meus professores da Universidade Federal de Uberlândia Campus Patos de Minas, obrigado pelos bons e pelos maus momentos que passamos, pois de cada um destes pude aprender lições que levarei para a vida.

Agradeço ao Professor Dr. Pedro Luiz Lima Bertarini pela oportunidade que me foi dada no meu primeiro ano de graduação o que tornou possível a realização de muitos trabalhos importantes resultando, por fim, neste último trabalho.

Agradeço a Universidade Federal de Uberlândia pela oportunidade de estudar nesta instituição e conquistar esta graduação.

Muito obrigado a todos.

## Resumo

A transmissão eficiente de informação em um sistema óptico está associada a diversos fatores de projeto como a escolha dos equipamentos (como fibras ópticas, *transponders* e amplificadores, por exemplo) e a características gerais do sistema (potência e taxa de transmissão, número de canais por fibra e formato de modulação, por exemplo). Cada um desses fatores impacta de maneira diferente o sistema e afeta o desempenho uns dos outros, o que torna o projeto de um sistema óptico eficiente um tanto complexo. O trabalho em questão busca fazer um estudo geral de sistemas ópticos DWDM e das técnicas de modulações usualmente empregadas com o objetivo de implementar numericamente um Processador Digital de Sinais (DSP – *Digital Signal Processing*) para sistemas ópticos que transmitam a altas taxas tais como 100 Gbps com modulação por chaveamento em quadratura em dupla polarização (DP-QPSK – *Dual Polarization Quadrature Phase Shift Keying*). Desta forma, propõem-se implementar o DSP com técnicas conhecidas e usualmente empregadas e posteriormente adicionar novas técnicas para realização de experimentos de modo a comprovar a eficiência de ambas implementações.

*Palavras-chave:* Sistema óptico, DWDM, DP-QPSK, Processador Digital de Sinais, Formatos de Modulação.

## **Abstract**

The efficient transmission of information in an optical system is associated with several factors like as the choice of equipment (like as optical fiber, transponders and amplifiers, for example) and general characteristics of the system (power and transmission rate, number of channels per fiber and modulation format, for example). Each of these factors impacts the system differently and affects each other performance, making the project of an efficient optical system complex. This work makes a general study of optical systems DWDM and the modulation techniques usually employed in in order to implement numerically a Digital Signal Processing (DSP) for optical systems that transmit at high rates such as 100 Gbps with Dual Polarization Quadrature Phase Shift Keying (DP-QPSK) modulation. In this context, it is proposed to implement a DSP based on commonly used techniques and, later then, to add new techniques to do new experiments in order to analyse both implementation's efficiency.

Key words: Optical system, DWDM, DP-QPSK, Digital Signal Processor, Modulations Formats

## Lista de Figuras

<b>FIGURA 1</b> - ESQUEMAS DE TÉCNICAS DE MULTIPLEXAÇÃO PARA N CANAIS.....	13
<b>FIGURA 2</b> - DIAGRAMA PARA FORMATO DE MODULAÇÃO BPSK.....	14
<b>FIGURA 3</b> - CONSTELAÇÃO PARA MODULAÇÃO QPSK.....	16
<b>FIGURA 4</b> – ESQUEMÁTICO DA SEQUÊNCIA DE ALGORITMOS UTILIZADA.....	18
<b>FIGURA 5</b> – DIAGRAMA DE BLOCO DO ALGORITMO CMA COM CONFIGURAÇÃO MIMO 2X2.....	22
<b>FIGURA 6</b> – DIAGRAMA ESQUEMÁTICO DO ESTIMADOR DE FASE VITERBI & VITERBI PARA UMA POLARIZAÇÃO.....	24
<b>FIGURA 7</b> – DIAGRAMA ESQUEMÁTICO DO ESTIMADOR DE FASE VITERBI & VITERBI PARA DUAS POLARIZAÇÕES.....	26
<b>FIGURA 8</b> – DIAGRAMA ESQUEMÁTICO DA METODOLOGIA.....	27
<b>FIGURA 9</b> – MONTAGEM DO SETUP SIMULADO.....	28
<b>FIGURA 10</b> – TRANSMISSOR DP-QPSK.....	29
<b>FIGURA 11</b> – RECEPTOR DP-QPSK.....	30
<b>FIGURA 12</b> – ANÁLISE OSNR X BER PARA UM CENÁRIO B2B. A LINHA VERMELHA REPRESENTA O LIMITE DO FEC.....	34
<b>FIGURA 13</b> – ANÁLISE OSNR X EVM.....	35
<b>FIGURA 14</b> – DIAGRAMA DE CONSTELAÇÃO DO TRANSMISSOR.....	36
<b>FIGURA 15</b> – DIAGRAMA DE CONSTELAÇÃO DO RECEPTOR PÓS DSP, CONSIDERANDO 4 CENÁRIOS DIFERENTES: (A) OSNR = 50 DB; (B) OSNR = 40 DB; (C) OSNR = 30 DB; (D) OSNR = 20 DB.....	36
<b>FIGURA 16</b> – ANÁLISE DISTÂNCIA <i>VERSUS</i> EVM CONSIDERANDO 4 CENÁRIOS DE SIMULAÇÃO: (1) – SEM PMD E EFEITOS NÃO LINEARES; (2) – COM EFEITOS NÃO LINEARES E SEM PMD; (3) COM PMD E SEM EFEITOS NÃO LINEARES; (4) COM EFEITOS NÃO LINEARES E COM PMD. .....	38
<b>FIGURA 17</b> – ANÁLISE DISTÂNCIA <i>VERSUS</i> BER CONSIDERANDO 4 CENÁRIOS DE SIMULAÇÃO: (1) – SEM PMD E EFEITOS NÃO LINEARES; (2) – COM EFEITOS NÃO LINEARES E SEM PMD; (3) COM PMD E SEM EFEITOS NÃO LINEARES; (4) COM EFEITOS NÃO LINEARES E COM PMD. A LINHA VERMELHA REPRESENTA O LIMITE DO FEC.....	38
<b>FIGURA 18</b> – DIAGRAMA DE CONSTELAÇÃO PARA CENÁRIOS DIFERENTES DE SIMULAÇÃO COM 700 KM DE FIBRA ÓPTICA: (A) – SEM PMD E EFEITOS NÃO LINEARES; (B) – COM EFEITOS NÃO LINEARES E SEM PMD; (C) COM PMD E SEM EFEITOS NÃO LINEARES; (D) COM EFEITOS NÃO LINEARES E COM PMD.....	40
<b>FIGURA 19</b> – CONSTELAÇÃO PARA CENÁRIO COM PMD E EFEITOS NÃO LINEARES.....	41
<b>FIGURA 20</b> – ESQUEMÁTICO DOS ALGORITMOS IMPLEMENTADOS NO DSP COM A OTIMIZAÇÃO ROTAÇÃO DE POLARIZAÇÃO VIA MATRIZ DE JONES.....	42
<b>FIGURA 21</b> – DIAGRAMAS DE CONSTELAÇÃO SEM OTIMIZAÇÃO DA MATRIZ DE JONES. SÃO MOSTRADAS 8 SENDO 4 PARA CADA POLARIZAÇÃO (POLARIZAÇÃO X EM CIMA, POLARIZAÇÃO Y EMBAIXO). DA ESQUERDA PARA A DIREITA TEM-SE: ANTES DO DSP; DEPOIS DO EQUALIZADOR ESTÁTICO; DEPOIS DO EQUALIZADOR DINÂMICO; E DEPOIS DO ESTIMADOR DE FASE.....	43
<b>FIGURA 22</b> – DIAGRAMAS DE CONSTELAÇÃO COM OTIMIZAÇÃO DA MATRIZ DE JONES. SÃO MOSTRADAS 8 SENDO 4 PARA CADA POLARIZAÇÃO (POLARIZAÇÃO X EM CIMA, POLARIZAÇÃO Y EMBAIXO). DA ESQUERDA PARA A DIREITA TEM-SE: ANTES DO DSP; DEPOIS DO EQUALIZADOR ESTÁTICO; DEPOIS DO EQUALIZADOR DINÂMICO; E DEPOIS DO ESTIMADOR DE FASE.....	43
<b>FIGURA 23</b> - ANÁLISE DISTÂNCIA <i>VERSUS</i> EVM UTILIZANDO MATRIZ DE JONES.....	45
<b>FIGURA 24</b> - ANÁLISE DISTÂNCIA <i>VERSUS</i> BER UTILIZANDO MATRIZ DE JONES.....	45

## Lista de Tabelas

<b>TABELA 1</b> - CARACTERÍSTICAS DO SINAL QPSK. ....	16
<b>TABELA 2</b> – ESPECIFICAÇÃO DE PARÂMETROS GLOBAIS DO <i>SETUP</i> . ....	31
<b>TABELA 3</b> – ESPECIFICAÇÃO DE PARÂMETROS DA FIBRA ÓPTICA. ....	32
<b>TABELA 4</b> – ESPECIFICAÇÃO DE PARÂMETROS DOS LASERS ....	32
<b>TABELA 5</b> – ESPECIFICAÇÃO DE PARÂMETROS PARA AMPLIFICADOR E FILTRO GAUSSIANO ..	33
<b>TABELA 6</b> – CORRELAÇÃO ENTRE OSNR E EVM.....	37

## Lista de Acrônimos

<b>AM</b> – <i>Modulation Amplitude</i>	Modulação em Amplitude
<b>ASE</b> – <i>Amplified Spontaneous Emission</i>	Emissão Espontânea Amplificada
<b>ASK</b> - <i>Amplitude Shift-Keying</i>	Chaveamento de Amplitude
<b>BER</b> - <i>Bit Error Rate</i>	Taxa de Erro de Bit
<b>BPSK</b> - <i>Binary Phase Shift Keying</i>	Binário PSK
<b>CD</b> – <i>Chromatic Dispersion</i>	Dispersão Cromática
<b>CMA</b> – <i>Constant Modulus Algorithm</i>	Algoritmo de Módulo Constante
<b>DCF</b> – <i>Dispersion Compesating Fiber</i>	Fibra Compensadora de Dispersão
<b>DD-LMS</b> – <i>Decision Directed LMS</i>	LMS de Decisão Direcionada
<b>DP-QPSK</b> – <i>Dual Polarization Quadrature Phase Shift Keying</i>	Modulação por Chaveamento e Quadratura em Dupla Polarização
<b>DPC-CMA</b> - <i>Differential Phase Compensated CMA</i>	CMA de fase diferencial compensada
<b>DPSK</b> – <i>Diferencial Phase Shift Keying</i>	Chaveamento Diferencial de Fase
<b>DSP</b> – <i>Digital Signal Processing</i>	Processador Digital de Sinal
<b>DWDM</b> – <i>Dense Wavelength Division Multiplexing</i>	Multiplexação Densa por Comprimento de onda
<b>FFPE</b> – <i>Feed-Forward Phase Recovery</i>	Recuperação de fase por alimentação Adiante
<b>EVM</b> – <i>Error Vector Magnitude</i>	Magnitude do vetor erro
<b>FEC</b> – <i>Forward Error Correction</i>	Código corretor de erro
<b>FM</b> – <i>Frequency Modulation</i>	Modulação em Frequência
<b>FSK</b> - <i>Frequency Shift-Keying</i>	Chaveamento de Frequência
<b>ISI</b> – <i>Intersymbol Interference</i>	Interferência Intersimbólica
<b>LASER</b> – <i>Light Amplified Stimulated Emission of Radiation</i>	Luz Amplificada por Emissão Estimulada de Radiação
<b>LMS</b> – <i>Least Mean Square</i>	Mínimo Erro Quadrático
<b>NRZ</b> – <i>Nonreturn-to-Zero</i>	Não-Retorno-a-Zero
<b>OOK</b> – <i>On-Off Keying</i>	Chaveamento On-Off
<b>OPLL</b> – <i>Optical Phase-Locked Loop</i>	Travamento de Fase Óptica em Loop
<b>OSNR</b> – <i>Optical Signal to Noise Ratio</i>	Relação Sinal Ruído Óptico
<b>PM</b> – <i>Phase Modulation</i>	Modulação em Fase
<b>PMD</b> – <i>Polarization Mode Dispersion</i>	Dispersão de Modo de Polarização
<b>PON</b> – <i>Passive Optical Network</i>	Rede Óptica Passiva
<b>PSK</b> – <i>Phase Shift Keying</i>	Chaveamento em Fase
<b>QAM</b> – <i>Quadrature Amplitude Modulation</i>	Modulação em Amplitude e Quadratura

**QPSK** – *Quadratura Phase Shift Keying*

Chaveamento por Mudança de Fase e  
Quadratura

**RZ** – *Return-to-Zero*

Retorno-a-Zero

**SNR** – *Signal to Noise Ratio*

Relação Sinal Ruído

**TDM** – *Time Division Multiplexing*

Multiplexação por Divisão no Tempo

**WDM** – *Wavelength Division Multiplexing*

Multiplexação por Divisão de  
Comprimento de Onda

## Lista de Símbolos

$E_b$	Energia do bit transmitido
$T_b$	Período do bit
$f_c$	Frequência da portadora
$\lambda$	Comprimento de onda
$z$	Distância
$D$	Fator de dispersão da fibra
$\omega_n$	Frequência de Nyquist
$g_c$	Resposta impulsiva
$a_k$	Coefficiente de linha de atraso
$e[k]$	Função de erro para o CMA
$x[k]_{in}$	Vetor de entrada de polarização X
$y[k]_{in}$	Vetor de entrada de polarização Y
$x_{out}[k]$	Vetor de saída de polarização X
$y_{out}[k]$	Vetor de saída de polarização Y
$h[k]$	Filtro FIR
$g[k]$	Gradiente
$n[k]$	Ruído ASE e balístico
$\varphi_n[k]$	Ruído de fase
$P_s$	Potência do campo elétrico do sinal
$P_{lo}$	Potência do campo elétrico do oscilador
$R$	Responsividade do fotodetector
$A[k]$	Envoltória complexa normalizada
$PU(.)$	Desembaraçador de fase
$\psi[k]$	Ângulo estimado da fase do sinal
Gbps	Giga bits por segundo
$S$	Coefficiente de Dispersão <i>Slope</i>
GBaud	Giga símbolos por segundo

## SUMÁRIO

<b>Agradecimentos</b> .....	<b>4</b>
<b>Resumo</b> .....	<b>5</b>
<b>Abstract</b> .....	<b>6</b>
<b>Lista de Figuras</b> .....	<b>7</b>
<b>Lista de Tabelas</b> .....	<b>8</b>
<b>Lista de Acrônimos</b> .....	<b>9</b>
<b>Lista de Símbolos</b> .....	<b>11</b>
<b>1 INTRODUÇÃO</b> .....	<b>10</b>
1.1 Objetivos .....	11
1.2 Organização do texto .....	11
<b>2 REVISÃO BIBLIOGRÁFICA</b> .....	<b>12</b>
2.1 Referencial Teórico .....	12
2.2 Modulação PSK .....	13
<b>2.2.1 DPSK</b> .....	<b>13</b>
<b>2.2.2 BPSK</b> .....	<b>14</b>
<b>2.2.3 QPSK</b> .....	<b>15</b>
<b>2.2.4 DP-QPSK</b> .....	<b>16</b>
2.3 Utilização do DSP .....	17
2.4 Algoritmo do Processador Digital de Sinais para Recepção .....	18
<b>2.4.1 Equalizador Estático</b> .....	<b>19</b>
<b>2.4.2 Equalizador Dinâmico</b> .....	<b>21</b>
<b>2.4.3 Estimador de Fase</b> .....	<b>24</b>
<b>3 METODOLOGIA</b> .....	<b>27</b>
3.1 Transmissão e Recepção Coerente .....	28
3.2 Especificação de Parâmetros Analisados .....	30
3.3 Cenários Simulados .....	31
3.4 Parâmetros Configuráveis .....	31
<b>4 RESULTADOS E DISCUSSÕES</b> .....	<b>34</b>
4.1 Sistema <i>Back-to-Back</i> .....	34
4.2 Ambiente com Fibra .....	37
4.3 Otimização da estimativa da Matriz de Jones .....	41
<b>5 CONCLUSÃO</b> .....	<b>46</b>
5.1 Sugestões de trabalhos futuros .....	46
<b>REVISÃO BIBLIOGRÁFICA</b> .....	<b>47</b>

# 1 INTRODUÇÃO

O contínuo aumento na demanda por taxas de dados vem exigindo sistemas cada vez mais rápidos para que seja possível atender esta crescente necessidade. A internet evoluiu ao ponto de englobar tantas ferramentas e funções fazendo com que sempre existam muitas pessoas conectadas e exigindo dados da rede. Mesmo que em escala menor que outros países, o Brasil vem tendo um alto crescimento de demanda de dados obtendo um aumento de até 300% em dez anos [1]. Neste contexto, os sistemas de telecomunicações vêm evoluindo em capacidade de usuários, taxa de transmissão e no desenvolvimento de novas tecnologias para suprir esta demanda. Dentre essas tecnologias, os sistemas de comunicações ópticos têm desempenhado um importante papel no fornecimento de altas taxas de dados e acesso para um grande número de usuário [2].

A comunicação por fibras ópticas é uma abordagem na qual a comunicação ocorre usando luz como portadora da informação e a fibra como meio de comunicação. O desenvolvimento da comunicação por fibra óptica foi um grande avanço na área de comunicação a longas distâncias conseguindo atingir altas taxas de transmissão. No entanto, por volta da década de 60, quando a primeira fibra óptica foi criada, o desempenho desta não era algo muito aceitável, atingindo atenuações da ordem de 1000 dB/km. Este sistema de comunicação, naquela época, não apresentava desempenho competitivo com o já existente cabo coaxial. Em cerca de dez anos, na década de 70 já haviam sistemas sendo testados na faixa de 1310 nm com atenuação de 0,3 dB/km, o que mostrava o quanto os sistemas por fibra óptica eram promissores [3].

O aumento das exigências por infraestrutura de transmissão é contínuo, o que faz com que os sistemas de telecomunicações sejam constantemente melhorados para que possam atender a essas exigências. Assim, gradativamente houve o aumento de taxas de transmissão (até valores de 10 e 40 Gbps por usuário) e ligado a isto está o desenvolvimento e aplicações de novas técnicas de modulação para sistemas ópticos que possibilitaram melhor eficiência espectral do sistema [4].

Entretanto, atingiu-se um patamar de complexidade em que os sistemas de recepção coerentes não conseguiam ser eficientes em sistemas com altas taxas fazendo-se necessário a utilização de novas técnicas de recepção, modulação e demodulação. Então para que fosse possível a transmissão a taxas acima de 100 Gbps fez-se necessário a utilização da Modulação por Chaveamento e Quadratura em Dupla Polarização (DP-QPSK – *Dual Polarization*

*Quadrature Phase Shift Keying*) e um Processador Digital de Sinais (DSP – *Digital Signal Processor*), o qual foi o foco deste trabalho, para etapa de recepção do sistema.

Na atualidade já existem sistemas ópticos comerciais transmitindo a taxas muito superiores a 100 Gbps por canal, chegando até 400 Gbps, utilizando complexos e potentes DSPs de empresas como Clariphy e KVH no processo de recepção. Neste contexto o estudo da implementação numérica e até uma possível otimização dos seus resultados é um tema um tanto atrativo já abordado em outras pesquisas [5-7]. Acredita-se que a implementação de um DSP permitirá atingir um cenário simulado o mais próximo possível da realidade, e ainda será possível realizar as simulações de transmissões com altas taxas. Dentro deste contexto, o tema deste trabalho é a implementação numérica de um receptor óptico baseado em um Processador Digital de Sinais que seja capaz de fazer o processo de recepção de sistemas ópticos a altas taxas.

## **1.1 Objetivos**

De maneira geral este trabalho objetiva a implementação numérica do DSP utilizando o Matlab integrado ao software Optisystem. Durante este trabalho foram estudados vários aspectos de um sistema de comunicação óptico para uma melhor implementação do DSP. Além disso, são objetivos específicos: (i) entender as funcionalidades de um DSP em sistemas ópticos; (ii) estudar quais os limites que o processamento de sinais em sistemas ópticos, de forma a atender os requisitos mínimos de desempenho; (iii) por fim, se possível, propor melhorias em técnicas de implementações já utilizadas.

## **1.2 Organização do texto**

Este trabalho é dividido da seguinte maneira: no capítulo 2 é realizada uma revisão teórica que apresenta conceitos essenciais para o desenvolvimento deste trabalho. Além disso, em uma segunda etapa deste mesmo capítulo será feita uma abordagem a respeito de outros trabalhos sobre o uso de DSP em sistemas ópticos e o equacionamento para implementação deste. No capítulo 3 será apresentada a metodologia de desenvolvimento do projeto especificando o *setup* montando, parâmetros analisados, cenários simulados e as variáveis globais configuradas. No capítulo 4 ocorrerá a discussão de resultados, no capítulo 5 serão realizadas as conclusões acerca destes resultados e apresentadas propostas de trabalhos futuros que podem ser realizados dando continuidade a este.

## 2 REVISÃO BIBLIOGRÁFICA

Os sistemas de comunicação por fibra óptica possuem várias características e configurações o que nos permite trabalhar com eles e classificá-los de diferentes formas. Tais características serão abordadas na primeira seção deste capítulo. Depois, aspectos sobre implementações de sistemas ópticos com DSP serão mostradas na segunda seção.

### 2.1 Referencial Teórico

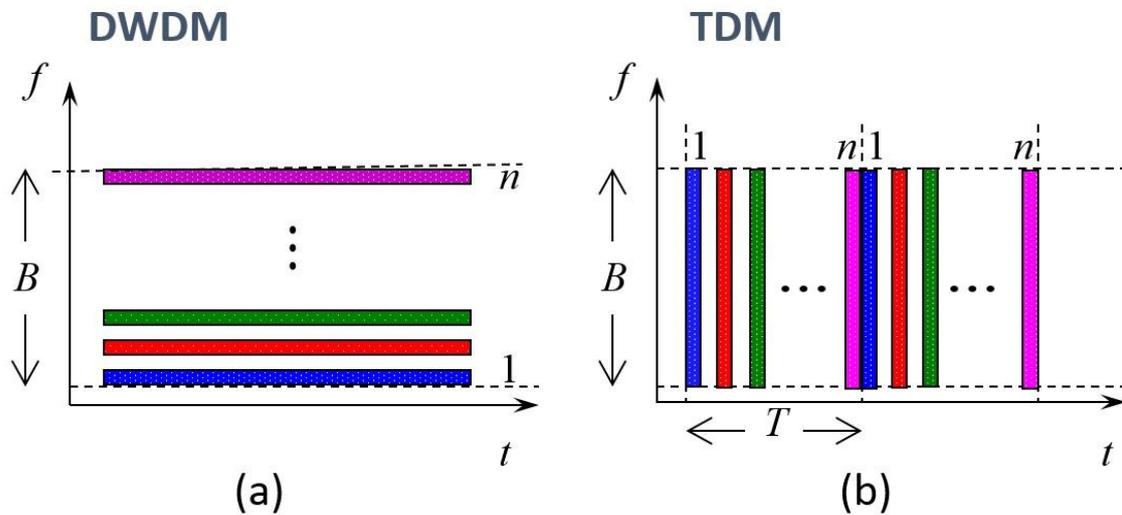
Um sistema óptico pode ser classificado quanto à técnica de multiplexação e demultiplexação de canais utilizada. Há duas técnicas principais que se destacam em sistemas ópticos de transmissão: a multiplexação por divisão de comprimento de onda (WDM – *Wavelength Division Multiplexing*) e a multiplexação por divisão no tempo (TDM – *Time Division Multiplexing*). Ainda há uma variação do WDM que é muito mais utilizada, pois é uma técnica que permite simultaneamente um maior número de canais: a multiplexação densa por divisão de comprimento de onda (DWDM – *Dense Wavelength Division Multiplexing*) [9].

A Figura 1 ilustra as duas técnicas de multiplexação: (a) sistema DWDM para N canais, que atribui a cada canal/usuário um comprimento de onda específico e todos são transmitidos simultaneamente pela fibra; (b) sistema TDM para N canais, que todos os canais/usuários a serem transmitidos na mesma fibra compartilham o mesmo comprimento de onda, mas intercaladamente em slots de tempo [9].

A técnica TDM ainda é muito utilizada atualmente, principalmente em sistemas de Redes Ópticas Passivas (PON – *Passive Optical Network*) as quais são largamente utilizadas nas cidades levando a fibra óptica em cada residência, empresas ou outros clientes. Por outro lado, em sistemas que se exige um grande número de canais e altas taxas, usualmente emprega-se a tecnologia WDM. Este trabalho tem como objetivo trabalhar com sistemas que atinjam altas taxas e com muitos canais, portanto será utilizado o WDM durante todo o desenvolvimento deste [9,10].

Conjuntamente com a utilização das técnicas de multiplexação, há o uso de técnicas de modulação com o principal objetivo de melhorar a eficiência espectral (taxa de transmissão total por largura de banda usada) e o consumo de energia associado ao processo de transmissão (eficiência de potência). Com uma alta eficiência de potência é possível obter uma melhor relação sinal ruído (SNR – *Signal Noise Ratio*), conseqüentemente, consegue-se aumentar a taxa de transmissão levando a uma melhor eficiência espectral [11].

**Figura 1** - Esquemas de técnicas de multiplexação para N canais.



Fonte: O autor.

As primeiras técnicas de modulação utilizadas em sistemas ópticos foram técnicas analógicas: modulação em amplitude (AM – *Amplitude Modulation*), em frequência (FM – *Frequency Modulation*) e em fase (PM – *Phase Modulation*). Posteriormente há a evolução para técnicas de modulação digital: chaveamento de amplitude (ASK – *Amplitude Shift Keying*), de frequência (FSK – *Frequency Shift Keying*), de fase (PSK – *Phase Shift Keying*). Atualmente, nos sistemas ópticos são utilizadas combinações destas técnicas de modulação digital com objetivo de obter um melhor desempenho [11]. A modulação em amplitude e quadratura (QAM – *Quadrature Amplitude Modulation*) e o PSK são as técnicas mais utilizadas em sistemas mais complexos por serem capazes de alcançarem maior eficiência espectral e de potência. O formato de modulação utilizado em sistemas de 100 Gbps é proveniente da modulação PSK, que será detalhada a seguir.

## 2.2 Modulação PSK

A família de modulação PSK possui a informação do sinal transmitido embutido na fase da portadora. O PSK pode ser dividido em DPSK, BPSK, QPSK e DP-QPSK, técnicas que serão descritas a seguir.

### 2.2.1 DPSK

A modulação chaveamento por deslocamento de fase diferencial (DPSK – *Differential Phase Shift Keying*) utiliza do mesmo princípio que a modulação por chaveamento *on/off* do

sinal óptico (OOK – *On-off Keying*). Na modulação OOK, a mudança entre bit “1” e “0” está associada à alteração da amplitude do sinal, enquanto para a modulação DPSK a alternância entre os bits está relacionada ao deslocamento de fase  $\pi$  em pulsos com mesma amplitude [12].

### 2.2.2 BPSK

O sistema BPSK ou PSK binário coerente utiliza o par de sinais  $s_1(t)$  e  $s_2(t)$  para representação dos bits “1” e “0”, respectivamente. Estes são definidos nas Equações 1 e 2:

$$s_1(t) = \sqrt{\frac{2E_b}{T_b}} \cos(2\pi f_c t) \quad (1)$$

$$s_2(t) = \sqrt{\frac{2E_b}{T_b}} \cos(2\pi f_c t + \pi) = -\sqrt{\frac{2E_b}{T_b}} \cos(2\pi f_c t) \quad (2)$$

onde  $E_b$  é energia do bit transmitido, o período respeita a condição  $0 \leq T_b \leq T$  e  $f_c$  é a frequência da portadora. Desta maneira, tem-se um par de ondas senoidais que se diferem segundo um desvio de fase de 180 graus, como mostrado nas Equações 1 e 2 [12]. A função que expressa a variação de fase para esse tipo de modulação é mostrada na equação 3. Essa função pode ser empregada nas Equações 1 e 2 para simplificá-las, como mostrado nas equações 4 e 5, respectivamente,

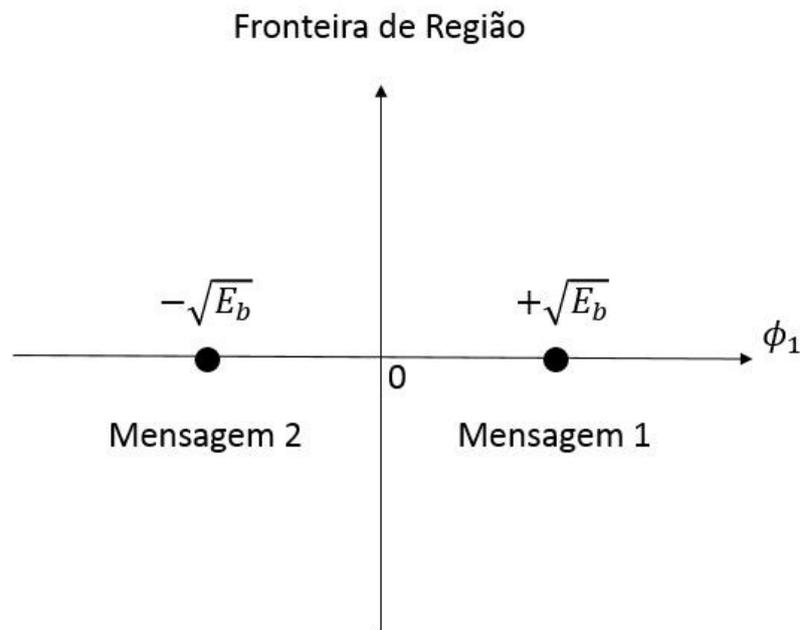
$$\phi_1(t) = \sqrt{\frac{2}{T_b}} \cos(2\pi f_c t), \quad 0 \leq t \leq T_b \quad (3)$$

$$s_1(t) = \sqrt{E_b} \phi_1(t), \quad 0 \leq t \leq T_b \quad (4)$$

$$s_2(t) = -\sqrt{E_b} \phi_1(t), \quad 0 \leq t \leq T_b \quad (5)$$

A Figura 2 ilustra o diagrama de constelação para o formato de modulação BPSK, desta forma é possível classificar o sistema BPSK como um espaço de sinal unidimensional. [12].

**Figura 2** - Diagrama para formato de modulação BPSK.



### 2.2.3 QPSK

O Chaveamento por Mudança de Fase e Quadratura (QPSK – *Quadrature Phase Shift Keying*) utiliza parâmetros de fase e quadratura para realizar a modulação do sinal. O QPSK quando comparado com o BPSK possui melhor rendimento por usar dois parâmetros para modulação do sinal. Desta forma transmite-se 2 bits por símbolo e há 4 símbolos possíveis que a portadora pode assumir. Assim, diferente do BPSK, o QPSK possui um diagrama de constelação bidimensional [12]. A fase da portadora pode assumir um entre os quatro valores igualmente espaçados ( $\pi/4$ ,  $3\pi/4$ ,  $5\pi/4$ , e  $7\pi/4$ ), quando cada um destes valores de fase representa uma sequência de dois bits, que segundo o Código Gray, são 11, 01, 00 e 10, respectivamente.

O diagrama de constelação para o QPSK é obtido a partir da equação 6, que usa um vetor sinal para definir os quatro pontos de mensagem,

$$s_i = \begin{bmatrix} +\sqrt{E_b} \cos((2i - 1) \pi/4) \\ -\sqrt{E_b} \sin((2i - 1) \pi/4) \end{bmatrix}, \quad i = 1, 2, 3, 4 \quad (6)$$

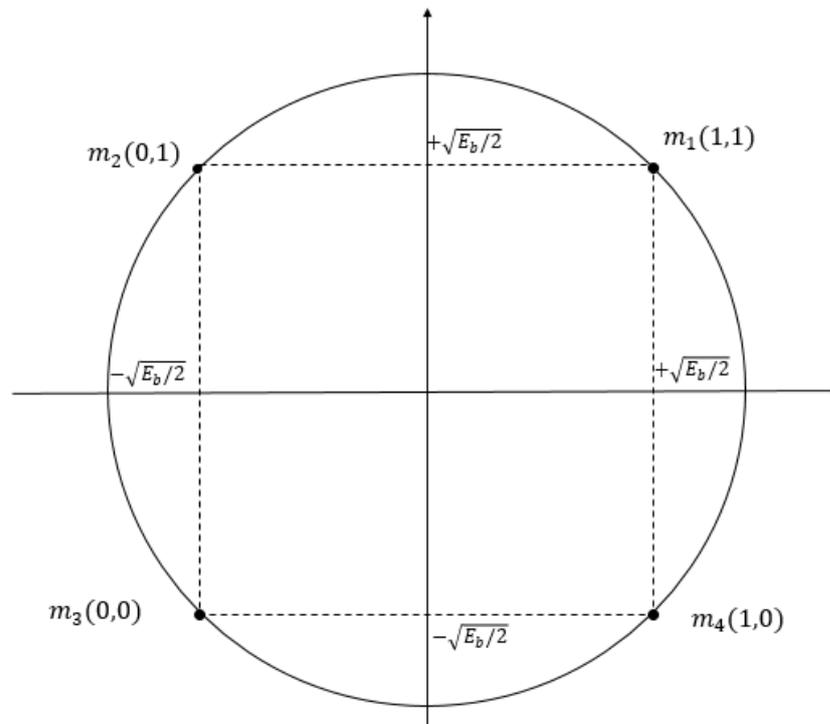
onde  $E_b$  representa a energia do bit e os elementos de vetores do sinal a se saber são  $s_{i1}$  e  $s_{i2}$  representados na Tabela 1.

**Tabela 1** - Características do Sinal QPSK.

i	Código Gray	Fase (radiados)	$S_{i1}$	$S_{i2}$
1	11	$\pi/4$	$+\sqrt{E_b/2}$	$+\sqrt{E_b/2}$
2	01	$3\pi/4$	$-\sqrt{E_b/2}$	$+\sqrt{E_b/2}$
3	00	$5\pi/4$	$-\sqrt{E_b/2}$	$-\sqrt{E_b/2}$
4	11	$7\pi/4$	$+\sqrt{E_b/2}$	$-\sqrt{E_b/2}$

Fonte: do autor.

A constelação para modulação QPSK pode ser visualizada na Figura 3.

**Figura 3** - Constelação para Modulação QPSK.

Fonte: O autor.

#### 2.2.4 DP-QPSK

A modulação por Chaveamento de Fase e Quadratura em Dupla Polarização (DP-QPSK – *Dual Polarization Quadrature Phase Shift Keying*) é uma técnica que aumenta a eficiência espectral do sistema realizando uma multiplexação de polarização [7]. São construídas duas estruturas QPSK e, por meio de mecanismos de controle de polarização, cada uma dessas estruturas é aplicada a um diferente eixo de polarização da fibra óptica.

Assim estas duas estruturas se combinam e formam um único sinal modulado a ser transmitido [7].

### 2.3 Utilização do DSP

A partir da evolução das taxas de transmissão tornou-se necessário a otimização de técnicas de modulação e desenvolvimento de melhores componentes ópticos possibilitando a qualidade na transmissão e recepção. No entanto, buscando-se atingir taxas ainda maiores como 100 Gbps e valores superiores, a utilização de apenas demoduladores e receptores ópticos na etapa de recepção do sinal tornou-se ineficiente e começou a comprometer a recepção do sinal. Portanto, torna-se necessário a utilização do DSP para melhorar a qualidade do sinal recebido permitindo o aumento das taxas de transmissão.

Os enlaces operando em 10 Gbps normalmente utilizam modulação OOK, não-retorno-a-zero (NRZ- *Nonreturn-to-Zero*) e retorno-a-zero (RZ – *Return-to-Zero*), que são cenários que não exigem a utilização de DSP [4,5]. Entretanto, o aumento da taxa de transmissão de um enlace de 10 Gbps para 40 Gbps implicou em diversas consequências ao sistema como um todo. Em uma simples comparação entre ambos os sistemas, quando transmitidos utilizando modulação OOK, o enlace de 40 Gbps torna-se cerca de 16 vezes mais sensível à dispersão cromática e até 4 vezes mais sensível à dispersão de polarização modal (PMD – *Polarization Modal Dispersion*) necessitando ainda de uma melhora considerável da relação sinal-ruído-óptica (OSNR – *Optical Signal-Noise-Ratio*) para atingir uma taxa de erro de bits (BER – *Bit Error Rate*) aceitável [9]. Desta forma, enlaces de 40 Gbps conseguem transmitir de maneira eficiente utilizando a mesma modulação que o 10 Gbps, portanto, o cenário com a utilização de outras técnicas de modulação é mais atrativo [9]. Enlaces de 40 Gbps geralmente utilizam modulação RZ-DPSK, sendo este o formato de modulação mais aceito fornecendo boa eficiência espectral e de potência que as outras, e ainda não é essencial à utilização de DSP, embora sistemas comerciais otimizados já utilizem [5].

A partir da taxa de 100 Gbps, os impactos dos efeitos da fibra óptica aumentam resultando em um grande alargamento do pulso transmitido e perdendo a eficácia dos receptores ópticos. Neste contexto, algumas técnicas podem ser aplicadas para resolução destes problemas. A primeira decorre do uso de melhores técnicas de modulação, associada à multiplexação da polarização para melhoria da eficiência espectral e de potência; e a segunda está relacionada ao uso do DSP no receptor óptico [13].

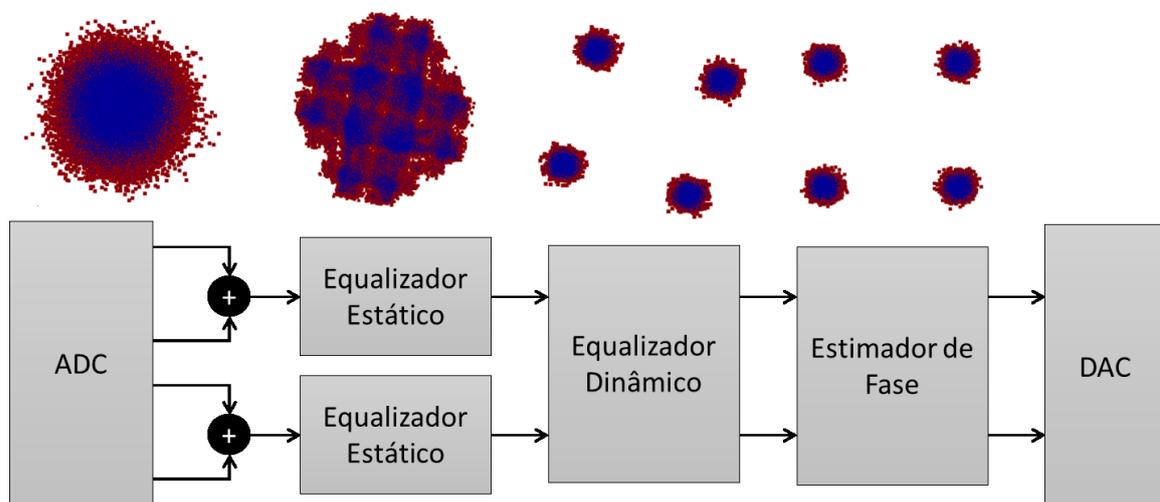
Avançando ainda mais, já existem técnicas de modulação mais robustas como o 8-QAM e o 16-QAM e taxas de transmissão de cerca de 400 Gbps sendo utilizados comercialmente por empresas estrangeiras como a *Claripty* e a KVH. No Brasil tem-se a empresa Padtec como referência em soluções ópticas para sistemas DWDM terrestres e submarinos com altas taxas e utilizando DSP integrado [14]. Neste contexto de evolução sempre existirá a busca por sistemas mais rápidos e com maior confiabilidade com os menores custos possíveis [6,15].

#### 2.4 Algoritmo do Processador Digital de Sinais para Recepção

O processamento digital do sinal óptico com taxas acima de 100 Gbps pode ocorrer por meio de algumas etapas de processamento no domínio elétrico. Desta forma há a transformação do domínio óptico para o elétrico e, após isto, ocorrem as seguintes etapas: amostragem do sinal, equalização estática, equalização dinâmica e, por fim, a estimação de fase [16].

O esquemático das etapas de processamento de um sinal baseado no formato de modulação DP-QPSK é ilustrado na figura 4.

**Figura 4** – Esquemático da sequência de algoritmos utilizada.



Fonte: O autor.

A primeira etapa de conversão e amostragem do sinal é utilizada para condicionamento deste, de modo que seja possível manipulá-lo durante as etapas subsequentes. A etapa do “Equalizador Estático” é responsável pela compensação da dispersão cromática (CD – *chromatic dispersion*) atuando no domínio do tempo [17] ou da frequência [18,19]. Na etapa do “Equalizador Dinâmico” ocorre a separação dos sinais de cada polarização, mas esta etapa também é responsável por equalizar e acompanhar possíveis

variações no estado do canal. Existem diversos algoritmos que podem ser utilizados neste bloco, os quais serão tratados a diante. Por fim, há a etapa de “Estimador de Fase”, responsável por estimar a fase dos símbolos recebido por meio do algoritmo de recuperação de fase por alimentação adiante (FFPE - *Feed-Forward Phase Recovery*) [20-22]. Após concluídas todas as etapas de processamento é possível realizar a decisão dos símbolos, o cálculo de BER e obter o diagrama de constelação.

#### 2.4.1 Equalizador Estático

O equalizador estático é responsável por compensar a dispersão cromática. A dispersão cromática é um espalhamento monomodo, ou seja, dentro de um mesmo modo os diversos comprimentos de onda são transmitidos com diferentes velocidades na fibra óptica. Portanto, durante a transmissão de uma sequência de pulsos provavelmente haverá alargamento temporal que pode resultar na interferência intersimbólica (ISI – *Intersymbol Interference*) dificultando a recepção do sinal e, conseqüentemente, limitando a distância de transmissão possível [9,16].

A dispersão cromática pode ser compensada no domínio óptico utilizando fibra compensadora de dispersão (DCF - *Dispersion Compensating Fiber*) [23]. No domínio elétrico a compensação será realizada por meio de algoritmos para processamento do sinal [16]. Essa equalização estática pode ocorrer no domínio do tempo e/ou da frequência, mas para este trabalho será utilizada a equalização no domínio do tempo devido seu melhor desempenho com alta dispersão cromática e menor complexidade computacional quando comparada a técnica de domínio na frequência [16].

O sinal propagado ao longo da fibra óptica sofre CD. Ao realizar a modelagem deste pulso considerando os efeitos de CD que tenha sofrido obtém-se a equação diferencial parcial (7) [16,17],

$$\frac{\partial x(z, t)}{\partial z} = j \frac{D\lambda^2}{4\pi c} \frac{\partial^2 x(z, t)}{\partial t^2} \quad (7)$$

onde  $x(z,t)$  é o campo elétrico do sinal na fibra óptica que está em função do tempo  $t$  e da distância  $z$ ,  $\lambda$  é comprimento de onda,  $D$  é o fator de dispersão da fibra,  $c$  é a velocidade da luz no vácuo e  $j$  indica que trata-se de um número complexo.

Esta equação diferencial parcial (7) pode ser resolvida aplicando uma transformada de Fourier para assim obter a função de transferência no domínio da frequência  $G(z, \omega)$  (8). [17]

$$G(z, \omega) = e^{(j\frac{D\lambda^2 z}{4\pi c} \omega^2)} \quad (8)$$

O algoritmo para equalização no domínio do tempo (TDE – *Time Domain Equalization*) implementa um filtro de resposta ao impulsivo finito (FIR – *Finite Impulsive Reponse*) do tipo “passa-tudo”  $1/G(z, \omega)$  para a compensação. A partir da equação 8 aplica-se a transformada rápida inversa de Fourier e se obtém a equação 9. Invertendo-se o termo exponencial da equação 9 é obtido a resposta impulsiva  $g_c$  para o filtro de compensação de CD como ilustra a equação 10. Assim a compensação será obtida após o cálculo da convolução entre  $g_c$  e um sinal que tenha sofrido o efeito de CD. [16,17]

$$g(z, t) = \sqrt{\frac{jc}{D\lambda^2 z}} e^{(j\frac{\pi c}{D\lambda^2 z} t^2)} \quad (9)$$

$$g_c(z, t) = \sqrt{\frac{jc}{D\lambda^2 z}} e^{(-j\phi(t))}, \text{ onde: } \phi(t) = \frac{\pi c}{D\lambda^2 z} t^2 \quad (10)$$

Sabendo que a equação possui duração infinita e é não casual, torna-se necessário adotar certas limitações na equação para que a filtragem ocorra corretamente. Truncando a equação no tempo, resposta do impulso deverá possuir duração finita evitando o efeito *aliasing* que ocorrerá em frequências maiores que a frequência de *Nyquist* dado na equação 11, onde T é o período de amostragem e  $\omega_n$  é a frequência de *Nyquist* [16].

$$\omega_n = \frac{\pi}{T} \quad (11)$$

Dado que a frequência da resposta impulsiva é um vetor, tem-se a equação 12 que mostra a sobreposição ocorre para valores de frequência maior que  $\omega_n$ . Para que não ocorra o efeito *aliasing* o tempo de duração t da equação é dado no intervalo da equação 13 [16].

$$\omega = \frac{\partial(\frac{\pi c}{D\lambda^2 z} t^2)}{\partial t} = \frac{2\pi c}{D\lambda^2 z} t \quad (12)$$

$$-\frac{|D|\lambda^2 z}{2cT^2} \leq t \leq \frac{|D|\lambda^2 z}{2cT^2} \quad (13)$$

Por fim, o filtro FIR não recursivo poderá ser implementado por meio de uma linha de atraso de coeficientes  $a_k$  definidos na equação 14, dados por [16,17].

$$a_k = \sqrt{\frac{j c T^2}{D \lambda^2 z}} e^{(-j \frac{\pi c T^2}{D \lambda^2 z} k^2)} \quad (14)$$

Limita-se o número máximo de coeficientes N como mostrado na Equação (15), o qual limita um intervalo para o índice de coeficiente k dado pela equação 16.

$$N = 2 \left\lceil \frac{|D|\lambda^2 z}{2cT} \right\rceil + 1 \quad (15)$$

$$-\left|\frac{N}{2}\right| \leq k \leq \left|\frac{N}{2}\right| \quad (16)$$

O algoritmo do filtro atuará corrigindo valores de dispersão em um trecho limitado no intervalo dado em 17 [17].

$$-\frac{0,5}{T} \leq \omega \leq \frac{0,5}{T} \quad (17)$$

O Equalizador estático também pode ser utilizado para compensar efeito de dispersão de terceira ordem - *dispersion slope*, efeito presente em sistemas com multi-canais. Desta forma é apenas necessário modificar a equação 8 e fazer um desenvolvimento semelhante por meio da equação 18, onde S é o coeficiente de dispersão *slope*.

$$G(z, \omega) = e^{(j\frac{D\lambda^2 z}{4\pi c}\omega^2 + j\frac{S\lambda^4 \omega^3 z}{24\pi^2 c^2})} \quad (18)$$

#### 2.4.2 Equalizador Dinâmico

O princípio de funcionamento do equalizador dinâmico é utilizar seu algoritmo para encontrar de maneira adaptativa a resposta para do filtro sendo que está deverá ser a resposta inversa do canal utilizado. Devido a característica adaptativa do filtro será possível utilizar um canal variante no tempo, a fibra óptica [17].

Em sistemas que utilizam multiplexação de polarização como o DP-QPSK, a etapa de equalização dinâmica possui duas funções. A primeira referente à mistura das polarizações que pode ocorrer durante a propagação. Assim o equalizador tem por objetivo separar os sinais de cada eixo obtendo-se dois sinais x e y independentes nos eixos x e y. E a segunda funcionalidade é atuar na compensação de qualquer outra efeito de dispersão que ainda esteja comprometendo a qualidade do sinal, por exemplo, dispersão cromática residual, a qual não tenha sido compensada no filtro anterior, dispersão de modo de polarização (PMD – *Polarization Mode Dispersion*) e dispersão causada pela filtragem óptica e elétrica do sinal [16].

Dentre os algoritmos existentes para equalização dinâmica será utilizado o algoritmo de módulo constante (CMA – *Constant Modulus Algorithm*), pois este apresenta melhor desempenho e robustez ao ruído de fase e desvios de frequência para sinais QPSK quando comparado aos algoritmos do mínimo erro quadrático (LMS – *Least Mean Square*) e ao LMS de decisão direcionada (DD-LMS – *Decision Directed LMS*) [16, 24].

A função erro para o CMA dos sinais de polarização X e Y é definido, respectivamente, nas Equações 19 e 20 [25].

$$e_x[k] = |x_{out}[k]|^2 - \frac{E[|\mathbf{x}[k]_{in}|^4]}{E[|\mathbf{x}[k]_{in}|^2]} \quad (19)$$

$$e_y[k] = |y_{out}[k]|^2 - \frac{E[|\mathbf{y}[k]_{in}|^4]}{E[|\mathbf{y}[k]_{in}|^2]} \quad (20)$$

Nas equações 18 e 19 tem-se  $x[k]_{in}$   $y[k]_{in}$ , ambos são vetores de entrada de suas respectivas polarizações X e Y, e são definidas, respectivamente, nas equações 21 e 22:

$$x[k]_{in} = \{x[k], y[k-1], x[k-2], \dots, x[k-L+1]\} \quad (21)$$

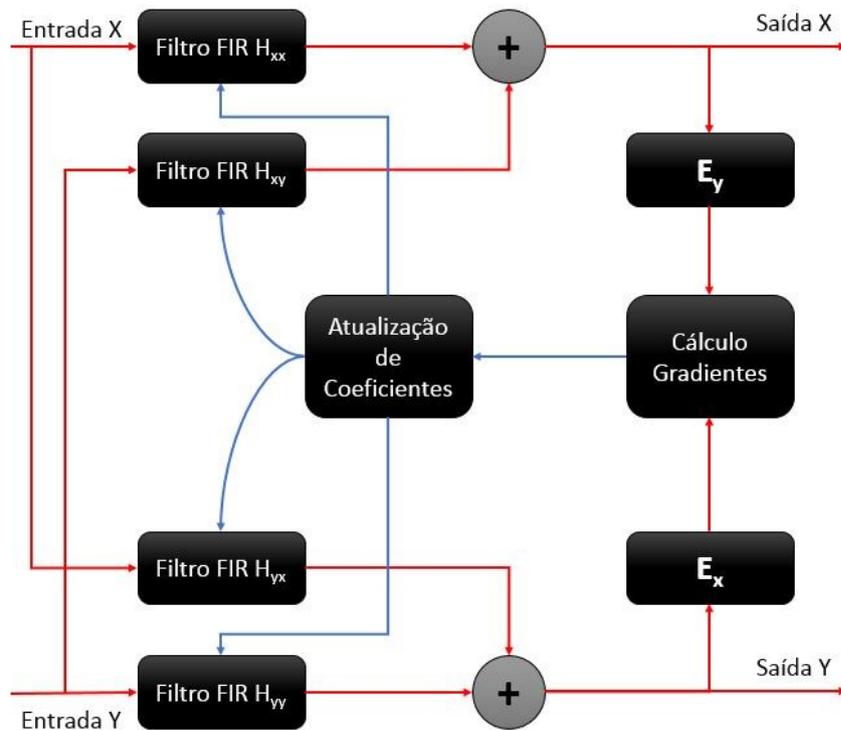
$$y[k]_{in} = \{y[k], y[k-1], y[k-2], \dots, y[k-L+1]\} \quad (22)$$

onde L representa o número de coeficientes do filtro FIR implementado. Nas Equações 18 e 19, respectivamente,  $x_{out}[k]$  e  $y_{out}[k]$  são as saídas do CMA com configuração de múltiplas entradas e múltiplas saídas 2x2 (MIMO – *Multiple Input Multiple Output*) representadas pela Figura 5 e definidas respectivamente nas Equações 23 e 24 [16]:

$$x_{out}[k] = \sum_{i=1}^L h_{xx}[k]_i \cdot x[k-i+1] + h_{xy}[k]_i \cdot y[k-i+1] \quad (23)$$

$$y_{out}[k] = \sum_{i=1}^L h_{yx}[k]_i \cdot x[k-i+1] + h_{yy}[k]_i \cdot y[k-i+1] \quad (24)$$

**Figura 5** – Diagrama de bloco do algoritmo CMA com configuração MIMO 2x2.



Fonte: O autor.

As Equações 23 e 24 também podem ser definidas, respectivamente, nas Equações 25 e 26:

$$x_{out}[k] = h_{xx}[k].x[k]_{in}^T + h_{xy}[k].y[k]_{in}^T \quad (25)$$

$$y_{out}[k] = h_{yx}[k].x[k]_{in}^T + h_{yy}[k].y[k]_{in}^T \quad (26)$$

Sabe-se que o CMA tem por objetivo minimizar o erro definido nas Equações 19 e 20, portanto utilizando este algoritmo baseado no gradiente descendente estocástico define-se na Equação 27 a atualização dos filtros [16]:

$$\begin{aligned} h_{xx}[k+1] &= h_{xx}[k] - \mu \cdot g_{xx}[k] \\ h_{xy}[k+1] &= h_{xy}[k] - \mu \cdot g_{xy}[k] \\ h_{yx}[k+1] &= h_{yx}[k] - \mu \cdot g_{yx}[k] \\ h_{yy}[k+1] &= h_{yy}[k] - \mu \cdot g_{yy}[k] \end{aligned} \quad (27)$$

$\mu$  é o passo para atualização e  $g$  são as funções gradientes definidos por meio da função erro do CMA definido pela Equação 28:

$$\begin{aligned} g_{xx}[k] &= e_x[k].x_{out}[k].x[k]_{in}^* \\ g_{xy}[k] &= e_x[k].x_{out}[k].y[k]_{in}^* \\ g_{yx}[k] &= e_y[k].y_{out}[k].x[k]_{in}^* \\ g_{yy}[k] &= e_y[k].y_{out}[k].y[k]_{in}^* \end{aligned} \quad (28)$$

Por fim, devido a diferença de fase entre cada polarização ainda ter sido considerada, será necessário estimar as fases de maneira independente. Utiliza-se o CMA de fase diferencial compensada (DPC-CMA – *Differential Phase Compensated CMA*) que corrigirá esta diferença de fase [16,26]. Inserindo o fator de correção de fase na equação de atualização dos filtros tem-se a Equação 29:

$$\begin{aligned} h_{xx}[k+1] &= h_{xx}[k] - \mu(g_{xx}[k] - j\frac{1}{2}\Delta\varphi[k].h_{xx}[k]) \\ h_{xy}[k+1] &= h_{xy}[k] - \mu(g_{xy}[k] - j\frac{1}{2}\Delta\varphi[k].h_{xy}[k]) \\ h_{yx}[k+1] &= h_{yx}[k] - \mu(g_{yx}[k] - j\frac{1}{2}\Delta\varphi[k].h_{yx}[k]) \\ h_{yy}[k+1] &= h_{yy}[k] - \mu(g_{yy}[k] - j\frac{1}{2}\Delta\varphi[k].h_{yy}[k]) \end{aligned} \quad (29)$$

e  $\Delta\varphi[k]$  é definido na Equação 30:

$$\Delta\varphi[k] = \{[\arg(x_{out}[k]) - \arg(y_{out}[k])] - \frac{\pi}{4}\} \bmod\left(\frac{\pi}{2}\right) - \frac{\pi}{4} \quad (30)$$

Em sistema onde a PMD acumulada torna-se muito alta comprometendo a realização do Equalizador Dinâmico e, conseqüentemente, a eficácia do Estimador de Fase pode-se

utilizar a Matriz de Jones antes do CMA para rotacionar a constelação defasada, de modo que, as etapas subsequentes do CMA e Estimador de fase não fiquem comprometidos [27].

A Matriz de Jones pode ser descrita pela equação 31, onde  $\theta_r$  é o ângulo a ser girado pela Matriz.

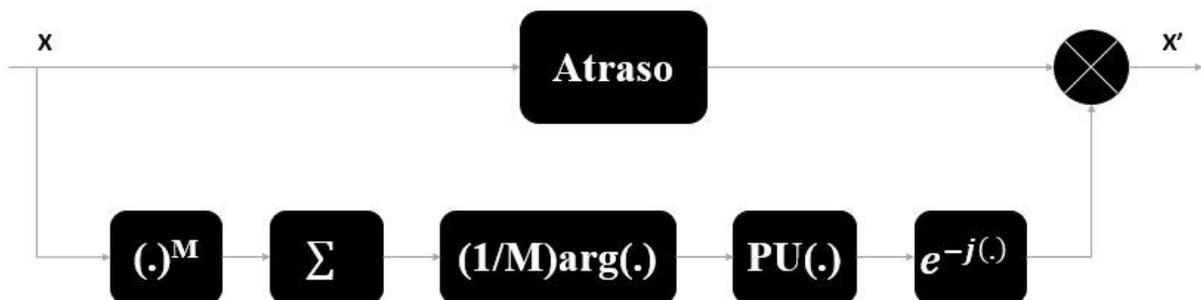
$$J = \begin{pmatrix} \cos \theta_r & \text{sen } \theta_r \\ -\text{sen } \theta_r & \cos \theta_r \end{pmatrix} \quad (31)$$

### 2.4.3 Estimador de Fase

Na última etapa será realizada a filtragem do ruído de fase proveniente dos lasers, desta forma concluindo a filtragem digital do sinal. Em altas taxas tratar este ruído de fase utilizando apenas conceitos ópticos é difícil tendo como a largura do laser e a instabilidade do método de travamento de fase óptica (OPLL – *Optical Phase-Locked Loop*) sendo os problemas desta técnica [20, 28]. O ruído de fase é um fator limitante na transmissão óptica desta forma precisa ser corrigido, devido a ineficácia de conceitos totalmente óptico a realização de uma filtragem digital torna-se uma boa opção. Desta forma será realizada a estimação de fase digital baseada no algoritmo FFPE proposto por Viterbi-Viterbi, o qual possui um bom desempenho para correção de fase [16, 22].

O algoritmo utilizado é representado pela Figura 6 a qual ilustra o processo de filtragem para uma única polarização.

**Figura 6** – Diagrama esquemático do estimador de fase Viterbi & Viterbi para uma polarização.



Fonte: O autor.

O sinal recebido para a polarização X é representado pela equação 32 e este método será utilizado para compensação do ruído de fase, ruído por emissão espontânea amplificada (ASE – *Amplified Spontaneous Emission*) dos amplificadores, ruído balístico (gerado pela corrente elétrica) e o ruído térmico dos fotodetectores [16].

$$x[k] = 2R\sqrt{P_{Xs}P_{xlo}}. A[k]. e^{j\varphi_{n[k]}} + n[k] \quad (32)$$

Tem-se que  $A[k]$  é a envoltória complexa normalizada definida pela Equação 33, aplicando a Equação 33 na 32 tem-se a equação 34 onde  $n[k]$  é o ruído ASE e balístico,  $\varphi_n[k]$  é o ruído de fase,  $P_{Xs}$  é a potência do campo elétrico do sinal para polarização X,  $P_{xlo}$  é a potência do campo elétrico do oscilador local para polarização X e R é a responsividade do fotodetector.

$$A[k] = a[k]. e^{j\varphi[k]} \quad (33)$$

$$x[k] = 2R\sqrt{P_{Xs}P_{xlo}}. a[k]. e^{j\varphi[k]}. e^{j\varphi_{n[k]}} + n[k] \quad (34)$$

O sinal definido na Equação 34 será elevado à m-ésima potência removendo a dependência dos dados com a modulação e é representado na Equação 35, para QPSK temos que  $M=4$ :

$$(x[k])^4 = (2R\sqrt{P_{Xs}P_{xlo}})^4 . a^4[k]. e^{j4\varphi[k]}. e^{j4\varphi_{n[k]}} + n^4[k] \quad (35)$$

onde  $e^{j4\varphi[k]}=1$  para sinal QPSK [16]. No sinal resultante aplica-se um filtro retangular passa-baixa de modo a suavizar o ruído aditivo do sinal e o argumento do sinal é dividido por  $M = 4$  obtendo o ângulo estimado da fase do sinal,  $\psi[k]$ , definido pela Equação 36 [16].

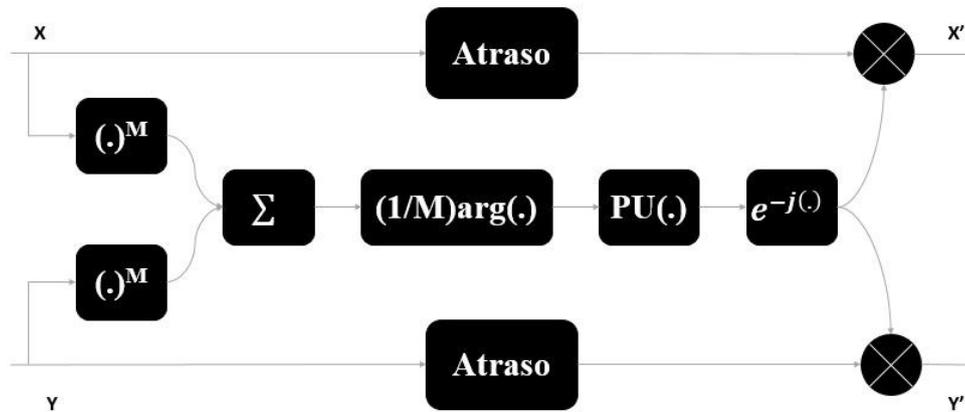
$$\psi[k] = \frac{1}{4} \cdot \arg\left(\sum_{i=0}^{N-1} (x[k-i])^4\right) \quad (36)$$

Na equação 36 limita-se o intervalo entre  $-\pi$  e  $+\pi$ , como a estimação de fase  $\psi[k]$  possui variação entre  $-\pi/M$  e  $+\pi/M$  conclui-se que para modulação QPSK a estimação de fase assumirá valores entres  $-\pi/4$  e  $+\pi/4$ . Buscando ainda uma melhora na suavização para o valor de fase estimado, utiliza-se o algoritmo Desembaraçador de fase na Equação 37 (PU – *Phase Unwrapping*) aumentando o intervalo onde os valores de fase são obtidos para um intervalo entre  $-\infty$  e  $+\infty$ , onde  $(\cdot)$  é o sinal a ser corrigido [29, 30].

$$PU(\cdot) = (\cdot) + \left(\frac{1}{2} + \frac{\psi[k-1] - (\cdot)}{2\pi/M}\right) \cdot \frac{2\pi}{M} \quad (37)$$

Em sistemas com multiplexação por polarização é usual utilizar estimadores fase individuais devido a problemas como a ambiguidade das fases de saída. No entanto, na etapa de equalização dinâmica, o algoritmo CMA utilizado é adaptado para um DPC-CMA compensando esta diferença de fase entre as polarizações. Desta forma, será utilizado um estimador médio entre as duas polarizações, podendo-se adaptar a Figura 6 para a Figura 7 e um também obter-se uma maior tolerância ao ruído de fase.

**Figura 7** – Diagrama esquemático do estimador de fase Viterbi & Viterbi para duas polarizações.



Fonte: O autor

A equação 36 será modificada para a Equação 38:

$$\psi[k] = \frac{1}{4} \cdot \arg\left(\sum_{i=0}^{N-1} ((x[k-i])^4 + (y[k-i])^4)\right) \quad (38)$$

Quando concluída a estimação de fase a última etapa do DSP terá sido completada. Desta forma, após a conversão do sinal do domínio elétrico para o domínio óptico será possível fazer a análise do diagrama de constelação e da BER.

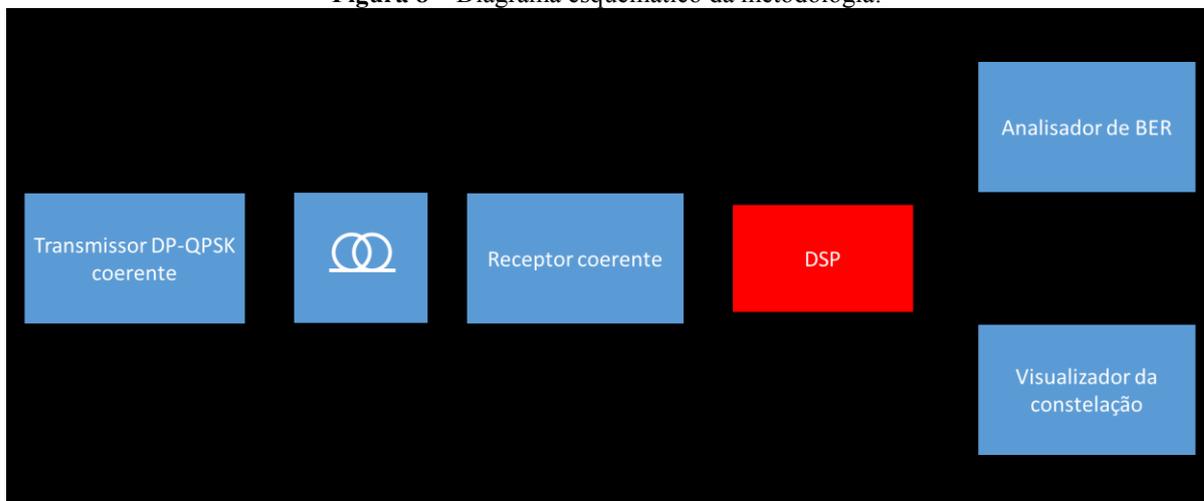
### 3 METODOLOGIA

O projeto desenvolvido terá toda a implementação numérica do DSP utilizando o software da empresa *The MathWorks Inc*, MATLAB [31]. Por meio deste software será possível implementar numericamente o DSP permitindo a re-temporalização do sinal recebido, inclusive recuperando sua frequência e fase.

O segundo software utilizado pertencente a *Optiwave System Inc* e é responsável pela simulação do enlace óptico de modo geral, sendo assim, nesta etapa ocorre a transmissão propriamente dita. No *Optisystem* [32] é possível escolher a quantidade de canais que serão transmitidos, o espaçamento entre estes canais, taxa de transmissão, modulação utilizada, projeto de amplificadores, distância da fibra óptica entre outras diversas variáveis.

A metodologia que será utilizada durante este trabalho possui componente proveniente do *Optisystem* simulando grande parte da rede óptica e o componente advindo do MATLAB. A Figura 6 ilustra em 6 blocos como funcionará a metodologia deste trabalho.

**Figura 8** – Diagrama esquemático da metodologia.



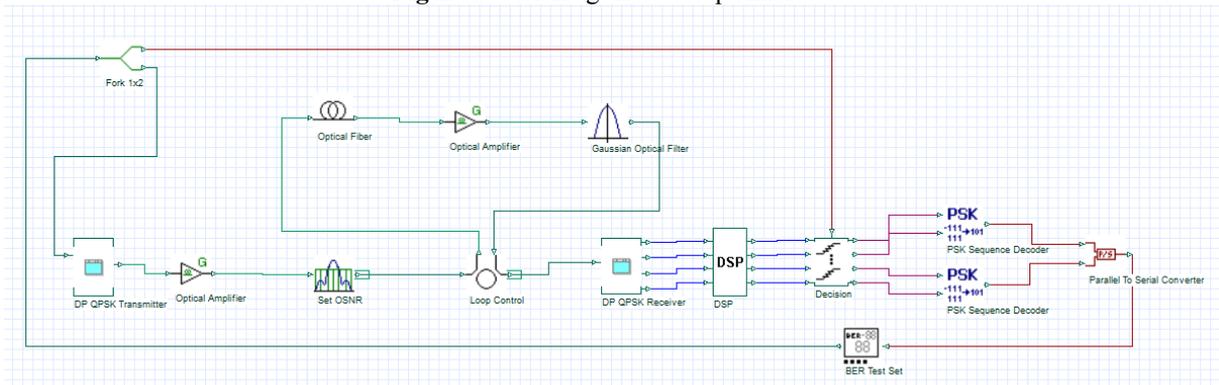
Fonte: O autor.

De modo geral, o *setup* montado pode ser dividido em três etapas: na primeira há a transmissão do sinal DP-QPSK coerente saindo do transmissor passando pela fibra e por fim chegando ao receptor coerente. Na segunda etapa há o acoplamento do DSP projetado à saída do receptor coerente, quando ocorrerá re-temporalização e recuperação de fase e frequência. Por fim, na terceira etapa é realizada a análise do sinal corrigido pelo DSP.

A partir de uma visão geral da maneira como o sistema irá funcionar, a especificação de cada bloco pode ser realizada seguindo os parâmetros de projeto. Desta forma, a Figura 9

ilustra o *setup* utilizado durante o desenvolvimento deste trabalho. A seguir, na seção 3.1 serão detalhados os sistemas de transmissão e recepção coerentes utilizados. Na seção 3.2, por sua vez, serão especificados os parâmetros analisados ao final de cada simulação. Na seção 3.3 será feita a descrição dos cenários investigados nesse trabalho. E, por fim, na seção 3.4 serão mostrados todos os parâmetros globais utilizados na montagem do *setup*.

**Figura 9** – Montagem do setup simulado



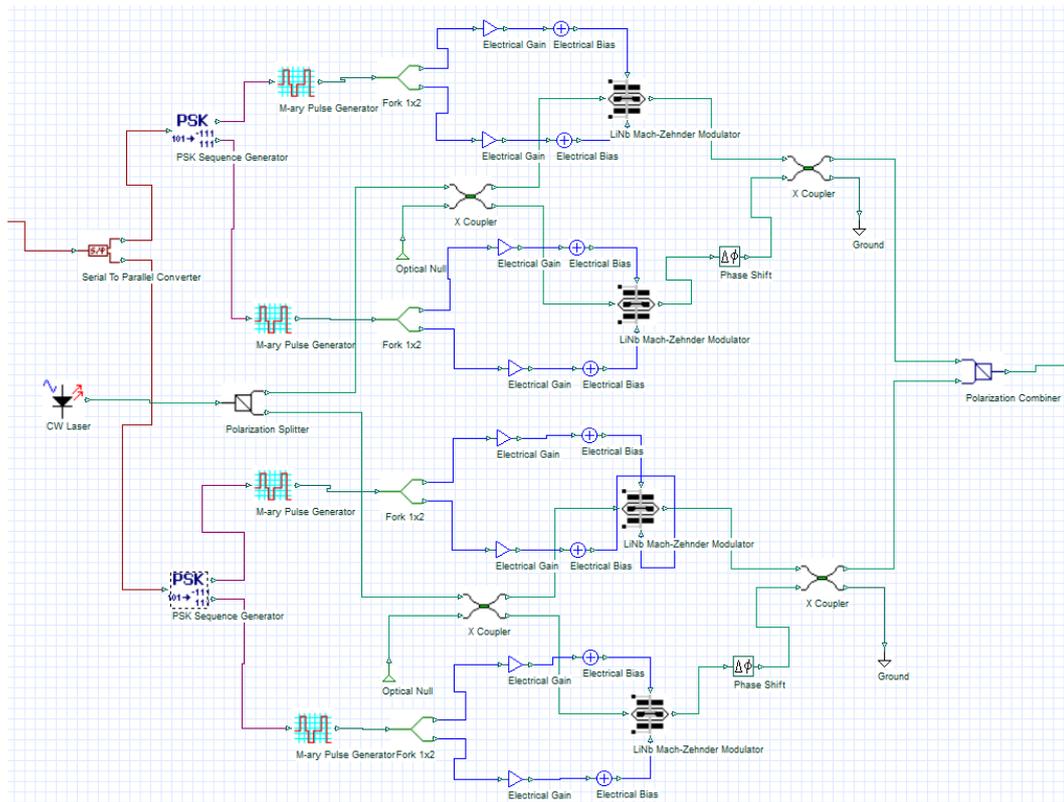
Fonte: O autor

### 3.1 Transmissão e Recepção Coerente

Pode ser observado na Figura 9 que o transmissor DP-QPSK é representado por apenas um bloco. No entanto, para sua montagem são necessários vários componentes de modo a criar a modulação QPSK e a multiplexação de polarização para dois eixos. Deste modo, na Figura 10 podem ser observados todos os componentes utilizados para o desenvolvimento deste transmissor.

O sistema é composto por dois blocos *PSK Sequence Generator*, que são responsáveis por fazer a primeira transformação do sinal binário sem modulação para um sinal binário com modulação PSK. Cada um desses blocos é utilizado para uma polarização, ou seja, um para o eixo x e outro para o eixo y. Em seguida, os dois sinais PSK gerados (para cada polarização) passam para dois blocos *M-ary Pulse Generator*, quando é realizada a modulação QPSK. Por fim, utiliza-se o modulador *Mach-Zehnder* para transformar o sinal do domínio elétrico para o domínio óptico para cada eixo individualmente. Como o sinal óptico foi separado em suas duas componentes de polarização antes desse processo de modulação, após a modulação é realizada a multiplexação das polarizações (*Polarization Combiner*) e o processo de modulação DP-QPSK é finalizado.

**Figura 10 – Transmissor DP-QPSK.**

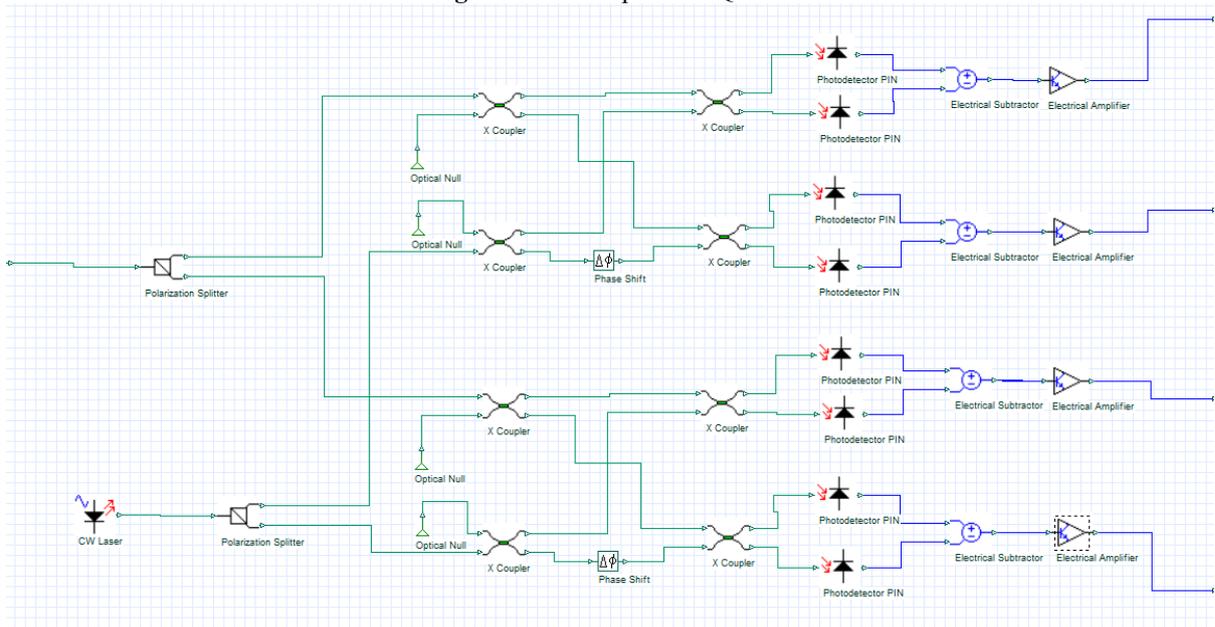


Fonte: O autor

O receptor DP-QPSK coerente também é representado por um único bloco na Figura 9. Entretanto, de maneira similar ao transmissor, é necessário uma série de componentes para a correta separação em quatro sinais elétricos a serem processados pelo DSP implementado. A Figura 11 ilustra a montagem do receptor utilizado durante a realização do trabalho.

A primeira etapa deste receptor é separar o único sinal óptico recebido em quatro sinais ópticos por meio de acopladores e defasadores, de maneira similar ao processo de transmissão. Num primeiro momento, o sinal recebido é separado em duas polarizações pelo bloco *Polarization Splitter*. Em um receptor coerente existe a necessidade de batimento com um oscilador local, aqui representado por outra fonte óptica *CW Laser*. O bloco *Phase Shift* é responsável por defasar o sinal em 90 graus para realizar a separação dos componentes I e Q do sinal recebido. Por fim, há a utilização de fotodetectores, somadores elétricos e amplificadores de modo a converter o sinal para o domínio elétrico e prepará-lo para ser processado pelo DSP implementado.

**Figura 11** – Receptor DP-QPSK.



Fonte: O autor

### 3.2 Especificação de Parâmetros Analisados

Os parâmetros analisados são de grande importância para análise de resultados e consequentemente a obtenção de conclusões. Este trabalho irá analisar basicamente três parâmetros: taxa de erro de bits (BER), magnitude do vetor erro (EVM) e a constelação QPSK do sistema.

O primeiro aspecto a ser observado no trabalho é a BER, parâmetro muito importante por mensurar o quanto o sistema é efetivo por meio da quantidade de bits certos e errados que são transmitidos. O máximo valor de BER aceitável é de  $10^{-2}$ . Isto se deve a utilização de um código corretor de erro (FEC – *Forward Error Correction*) o qual quando utilizado faz com que uma BER de  $10^{-2}$  se torne uma BER de  $10^{-15}$  [33].

O segundo parâmetro é o EVM, que mede o quanto o diagrama de constelação ficou espalhado em relação a uma referência estipulada. Por fim, o terceiro parâmetro é o diagrama de constelação, que permite uma análise visual/didática do funcionamento do sistema. Assim, a constelação em conjunto com os dados obtidos de BER e EVM permite tirar diversas conclusões quanto ao funcionamento do sistema e do DSP.

### 3.3 Cenários Simulados

Neste trabalho, o desempenho do DSP será investigado em diferentes cenários. A primeira análise será em um ambiente *Back-to-Back* (sem fibra). Assim, os parâmetros de análise serão observados em função da OSNR de saída do transmissor.

Num segundo momento, serão analisados alguns cenários quando a fibra óptica é colocada no sistema, considerando ou não as influências da PMD e dos efeitos não lineares da fibra óptica. Assim, serão simulados quatro ambientes diferentes onde estes efeitos estão presentes ou ausentes, desta forma tornando possível mapear o comportamento e robustez do sistema e a eficiência do DSP.

Por fim, num último cenário será mostrado como o DSP pode compensar a PMD acumulada no sistema. Para isso, uma compensação da rotação da polarização será realizada via matriz de Jones com o objetivo de obter uma otimização nos resultados encontrados.

### 3.4 Parâmetros Configuráveis

Existem determinados parâmetros que foram mantidos constantes para todos os ambientes simulados, desta forma criando determinada identidade ao setup montado. Os parâmetros globais da simulação e seus respectivos valores são ilustrados na Tabela 2.

**Tabela 2** – Especificação de parâmetros globais do *setup*.

Parâmetro	Valor	Unidade
Taxa de transmissão	112	Gbps
Tamanho da sequência	65536	bits
Amostras por bit	4	-
Taxa de símbolos	28	GBaud
Velocidade da Luz no vácuo ( $c_0$ )	299792458	m/s
OSNR de Entrada	40	dB

Fonte: O autor.

Os parâmetros relativos as fibra óptica são ilustrados na Tabela 3.

**Tabela 3** – Especificação de parâmetros da fibra óptica.

<b>Parâmetro</b>	<b>Valor</b>	<b>Unidade</b>
Atenuação	0,2	dB/km
Comprimento de onda de referência	1550	nm
Comprimento de fibra por <i>loop</i>	100	km
Coefficiente de Dispersão	16,75	ps/nm/km
Coefficiente de Dispersão <i>Slope</i>	0,075	ps/nm <sup>2</sup> /km
Coefficiente de PMD	0,04	ps/ $\sqrt$ km
Tipo de birrefringência	Estocástica	-

Fonte: O autor.

A Tabela 4 ilustra os parâmetros referentes aos Lasers de transmissão e recepção.

**Tabela 4** – Especificação de parâmetros dos Lasers

<b>Parâmetro</b>	<b>Valor</b>	<b>Unidade</b>
<b>Laser Tx</b>		
Frequência	1550	Nm
Polarização (Azimute)	45	°
Potência de Saída	10	dBm
<b>Laser Rx</b>		
Frequência	1550	Nm
Polarização (Azimute)	45	°
Potência de Saída	10	dBm

Fonte: O autor

E, por fim, na Tabela 5 há os parâmetros dos amplificadores e do filtro Gaussiano utilizado.

**Tabela 5** – Especificação de parâmetros para Amplificador e Filtro Gaussiano

<b>Parâmetro</b>	<b>Valor</b>	<b>Unidade</b>
<b>Amplificador</b>		
Figura de ruído	4	dB
Modo de operação	Controle de potência	-
<b>Filtro Gaussiano</b>		
Frequência	1550	nm
Comprimento de banda	30	GHz

Fonte: O autor.

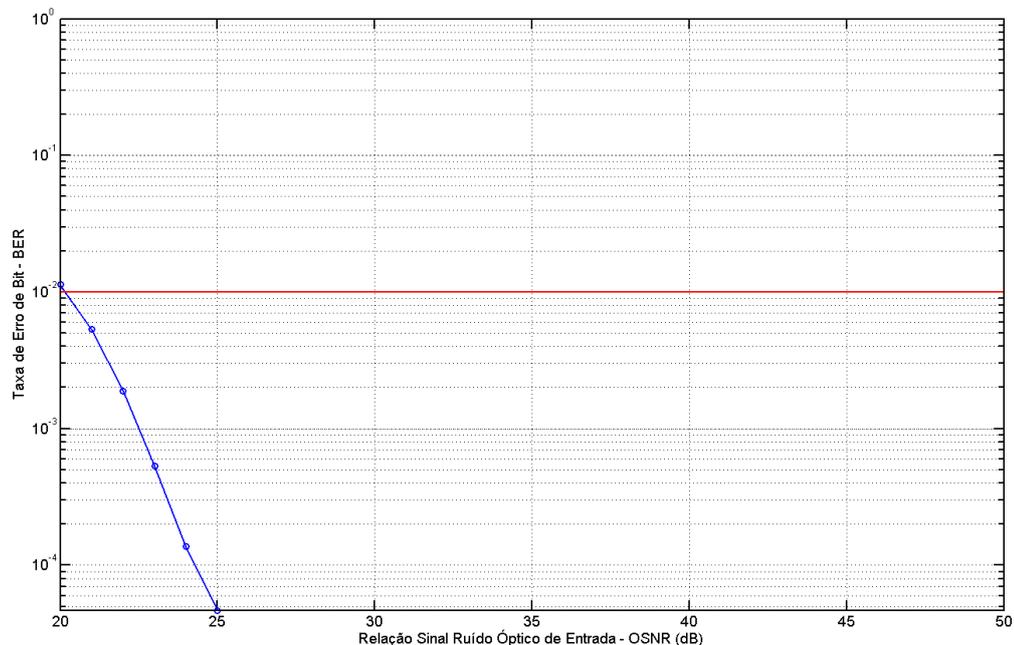
## 4 RESULTADOS E DISCUSSÕES

Neste capítulo, os resultados para todos os cenários de análise descritos no capítulo anterior serão mostrados. Assim, a análise de desempenho do DSP implementado será discutida em um ambiente *Back-to-Back* (sem fibra), depois quando a fibra óptica é colocada no sistema, considerando ou não as influências da PMD e dos efeitos não lineares da fibra óptica, e por fim, levando em consideração uma compensação da rotação da polarização realizada via matriz de Jones.

### 4.1 Sistema *Back-to-Back*

A simulação do sistema em um ambiente *Back-to-Back* foi realizada com objetivo de parametrizar o quanto a OSNR do sinal a ser transmitido irá impactar no processo de recepção. Para isso, variou-se a OSNR de saída do transmissor entre valores de 20 a 50 dB. A Figura 12 ilustra os resultados obtidos analisando a BER do sistema.

**Figura 12**– Análise OSNR x BER para um cenário B2b. A linha vermelha representa o limite do FEC.



Fonte: O autor.

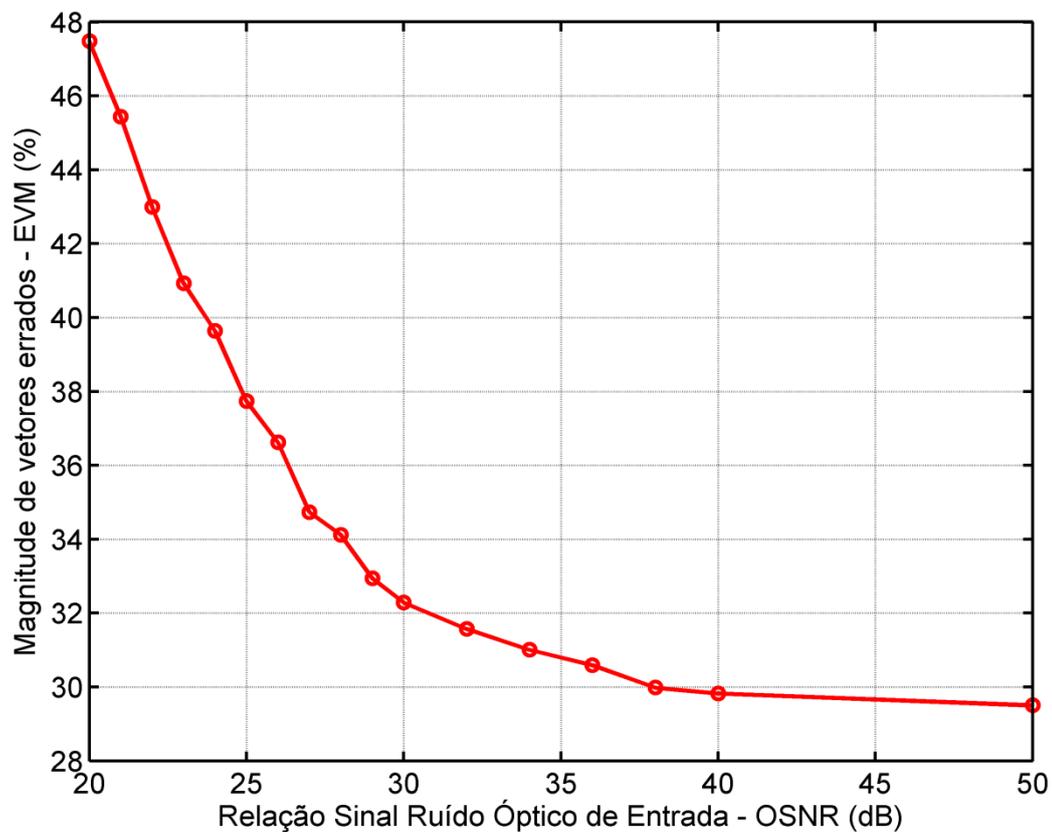
É possível observar a influência negativa da redução da OSNR do sistema levando ao aumento da BER do sistema. Esta análise pode ser usada para definir a melhor OSNR a ser usada para um sistema que tenha muitos quilômetros de fibra óptica. Para valores de OSNR

superiores a 26 dB o sistema possui BER igual a zero, enquanto que valores de inferiores à 20 dB ultrapassam o limite mínimo de  $10^{-2}$  que o FEC consegue corrigir de maneira eficiente o sinal, representado na figura pela linha vermelha [33].

A mesma análise é mostrada em termos de EVM na Figura 11. De maneira similar a análise da BER, a redução da OSNR leva ao aumento do valor da EVM e, conseqüentemente, a um maior espalhamento do diagrama de constelação do sistema. O impacto visual dessa medida pode ser percebido nas Figuras 13 e 14. A Figura 13 mostra a referência de uma constelação ideal gerada pelos *M-ary Pulse Generator* dentro do bloco do transmissor. A Figura 14, por sua vez, mostra os diagramas de constelação obtidos no receptor para 4 OSNRs diferentes (50 dB, 40 dB, 30 dB e 20 dB).

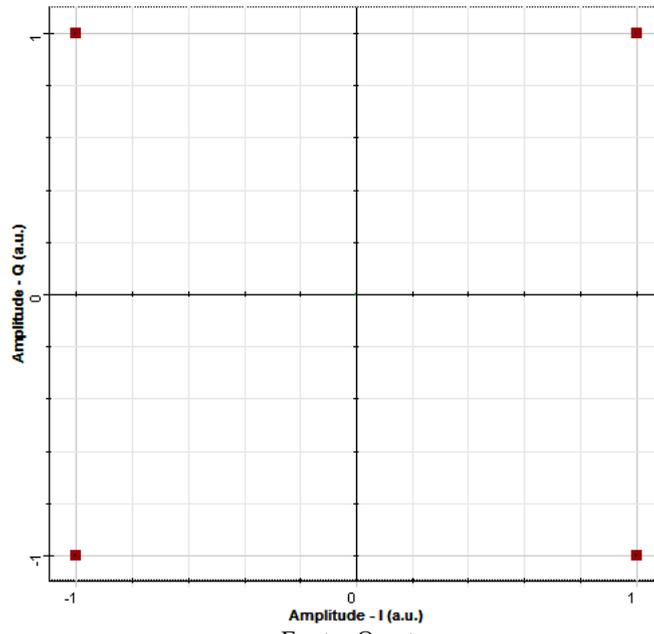
Analisando a Figura 15, observa-se que a distorção do diagrama de constelação é causada pela diminuição da OSNR do sistema. Desta forma, conforme o diagrama torna-se mais distorcido e espalhado em relação a referência da Figura 14, mais difícil torna-se a correta detecção dos bits pelo receptor levando ao aumento da taxa de erro de bits.

**Figura 13** – Análise OSNR x EVM



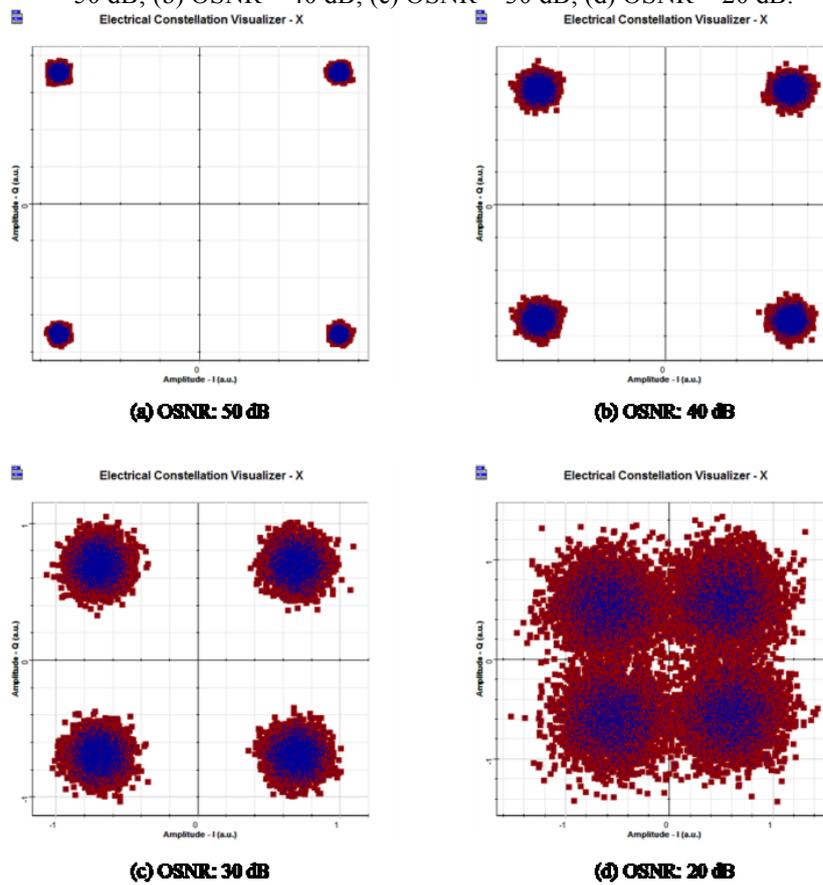
Fonte: O autor.

**Figura 14 – Diagrama de Constelação do Transmissor.**  
**Electrical Constellation Visualizer - X**



Fonte: O autor

**Figura 15 – Diagrama de Constelação do Receptor pós DSP, considerando 4 cenários diferentes: (a) OSNR = 50 dB; (b) OSNR = 40 dB; (c) OSNR = 30 dB; (d) OSNR = 20 dB.**



Fonte: O autor

Correlacionando a Figura 15 com os valores de EVM obtidos pode-se ilustrar os dados utilizando a Tabela 6.

**Tabela 6** – Correlação entre OSNR de Entrada e EVM

OSNR (dB)	EVM (%)
50	29,388566
40	29,678553
30	32,552528
20	49,775834

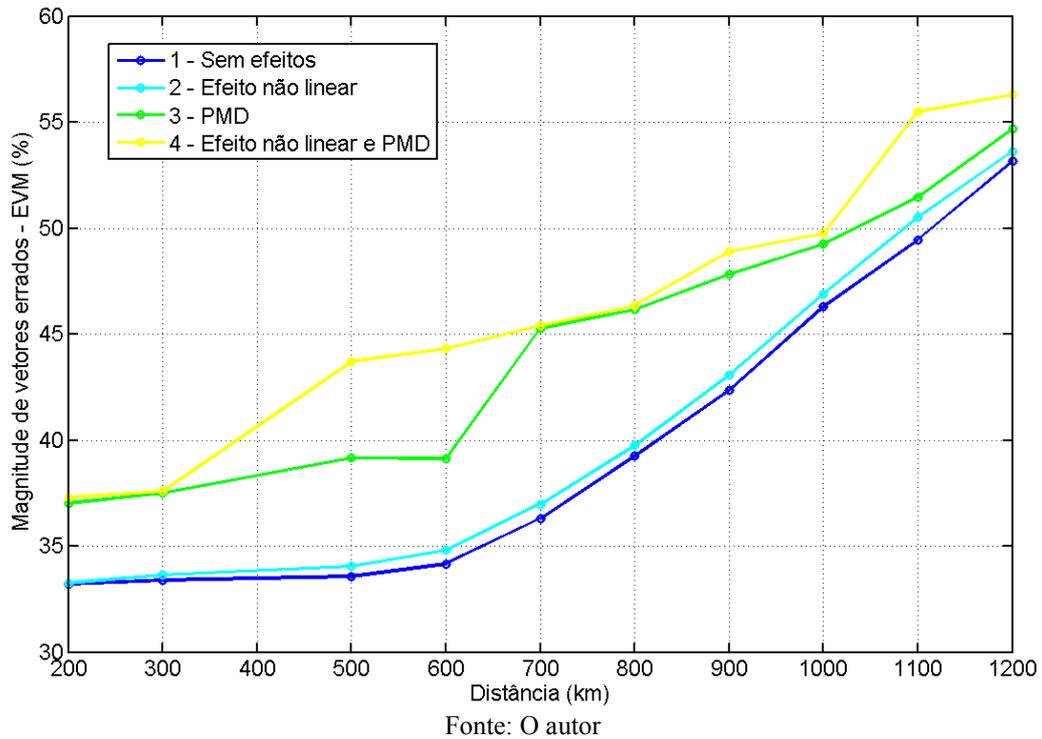
Fonte: O autor

## 4.2 Ambiente com Fibra

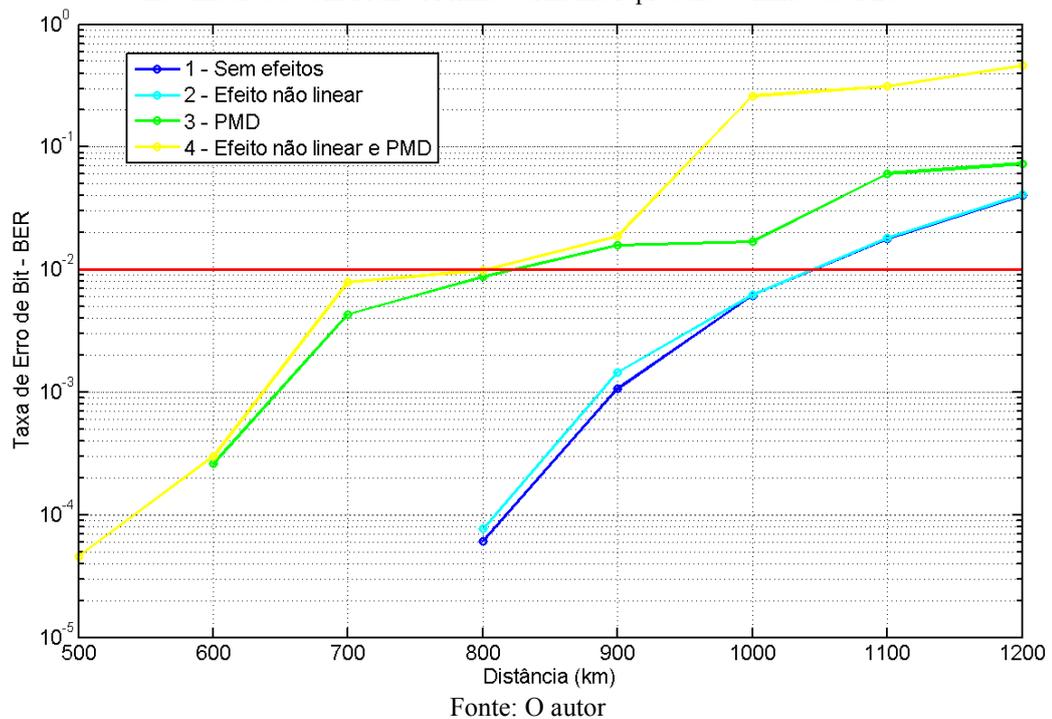
A segunda análise a ser feita quantificará os impactos que os efeitos de perda e distorção da fibra causam na recepção e processamento de informação. Portanto, foi proposto a montagem de quatro cenários. No primeiro cenário a transmissão ocorrerá em uma fibra que sofre apenas os efeitos de atenuação e de dispersão cromática. No segundo cenário a transmissão estará sujeita também aos efeitos não lineares da fibra óptica. No terceiro cenário será incluído o efeito de Dispersão de Modo de Polarização (PMD) no lugar dos efeitos não lineares para, por fim, no quarto cenário todos os efeitos (PMD e efeitos não lineares) da fibra óptica ocorrendo simultaneamente.

A Figura 16 ilustra a análise Distância *versus* EVM realizada para os quatros ambientes citados. Ao se analisar a Figura 16, percebe-se que o aumento da distância percorrida na fibra causa o aumento do EVM. Nos dois cenários onde há o efeito de PMD ocorrendo (curvas 3 e 4), o EVM mantém-se consideravelmente maior que das curvas 1 e 2 chegando a uma diferença de quase 10% para 700 km. A partir de 800 km a diferença do EVM entre as curvas tende a diminuir.

**Figura 16** – Análise Distância *versus* EVM considerando 4 cenários de simulação: (1) – sem PMD e efeitos não lineares; (2) – com efeitos não lineares e sem PMD; (3) com PMD e sem efeitos não lineares; (4) com efeitos não lineares e com PMD.



**Figura 17** – Análise Distância *versus* BER considerando 4 cenários de simulação: (1) – sem PMD e efeitos não lineares; (2) – com efeitos não lineares e sem PMD; (3) com PMD e sem efeitos não lineares; (4) com efeitos não lineares e com PMD. A linha vermelha representa o limite do FEC.



A Figura 17 ilustra o resultado para as curvas de distância *versus* BER para os quatro ambientes propostos. Pode-se separar a análise dos resultados apresentados na Figura 17 em três etapas. A primeira etapa refere-se aos resultados das curvas 1 e 2, quando foi considerado que a fibra óptica possuía apenas os efeitos da dispersão cromática e atenuação (curva 1), enquanto na segunda simulação há a adição de efeito não linear (curva 2). Ambas as curvas possuem resultados muito semelhantes, no entanto a fibra que possui efeitos não lineares ocorrendo possui BER um pouco maior. Ressalta-se que para garantir que os efeitos não lineares estavam de fato acontecendo, a potência óptica de lançamento na fibra foi de -0,44 dBm.

Para a segunda etapa será realizada a comparação entre as curvas 3 e 1, sendo que simulação da curva 3 é considerado o efeito de PMD ocorrendo na fibra. Existe uma grande diferença entre a BER de ambas as curvas indicando uma grande piora da qualidade no sinal devido a PMD na curva 3. Assim, comparando os cenários 2 e 3, pode-se afirmar que PMD provoca um maior impacto no sistema que os efeitos não lineares provenientes da fibra óptica.

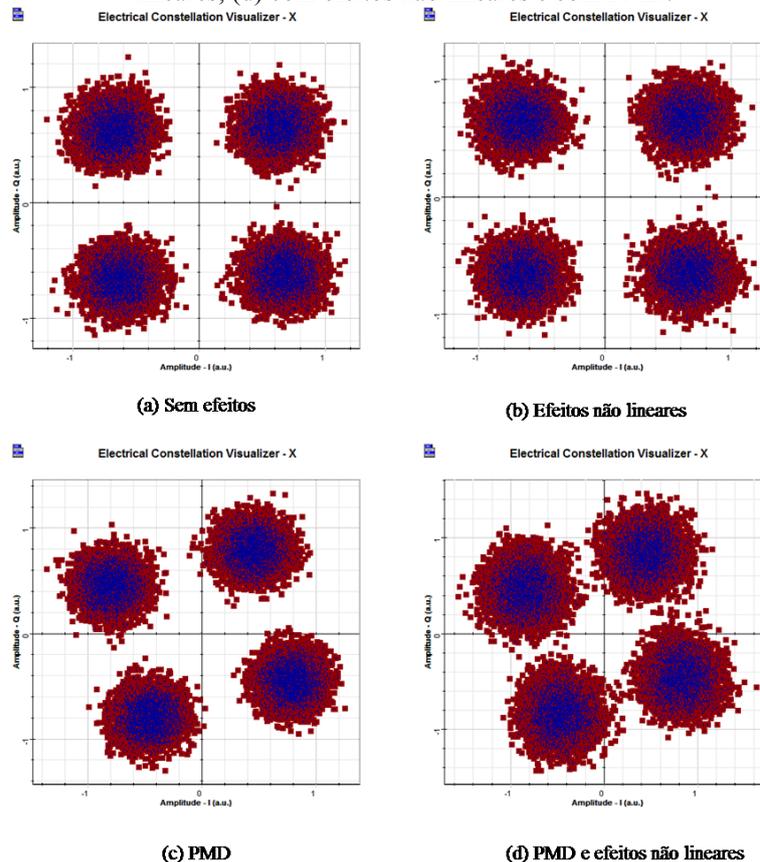
Além disso, a curva 4 inclui os efeitos de PMD e efeitos não lineares ocorrendo simultaneamente na fibra óptica. Desta forma, dentre todos os cenários simulados, o cenário da curva 4 é o mais próximo do real quando comparado as outras curvas. E neste cenário que foram observados os piores valores de BER.

A terceira e última análise compara o limite máximo de transmissão para cada curva, ilustrado pela linha vermelha em  $10^{-2}$ . Desta forma, observa-se que nos cenários das fibras 1 e 2 é possível transmitir até 1000 km distância, chegando muito perto do limite. Já os cenários com PMD (curvas 3 e 4) são limitados a 800 km.

Outra análise importante são os diagramas de constelação obtidos nos quatro cenários anteriores. Isso permite ilustrar como ocorre a distorção deste ao longo dos testes realizados. A discussão dos resultados das constelações QPSK será separada em duas partes. A primeira parte da discussão será realizada comparando o diagrama de constelação para os quatro cenários propostos em um mesmo comprimento de 700 km de fibra óptica. A Figura 18 ilustra os resultados encontrados para os quatro cenários: (a) – sem PMD e efeitos não lineares; (b) – com efeitos não lineares e sem PMD; (c) com PMD e sem efeitos não lineares; (d) com efeitos não lineares e com PMD. Quando o efeito não linear foi incluído (mudança dos cenários (a) para (b) e (c) para (d)), pode-se perceber que aumentou o espalhamento dos símbolos da constelação. Por outro lado, quando a PMD foi incluída (mudança dos cenários (a) para (c) e (b) para (d)), pode-se perceber que aconteceu uma rotação no diagrama de constelação.

Ambos os efeitos causados (espalhamento e rotação) da constelação são prejudiciais ao desempenho do sistema e provocam aumento nos valores de BER e EVM.

**Figura 18** – Diagrama de constelação para cenários diferentes de simulação com 700 km de fibra óptica: (a) – sem PMD e efeitos não lineares; (b) – com efeitos não lineares e sem PMD; (c) com PMD e sem efeitos não lineares; (d) com efeitos não lineares e com PMD.

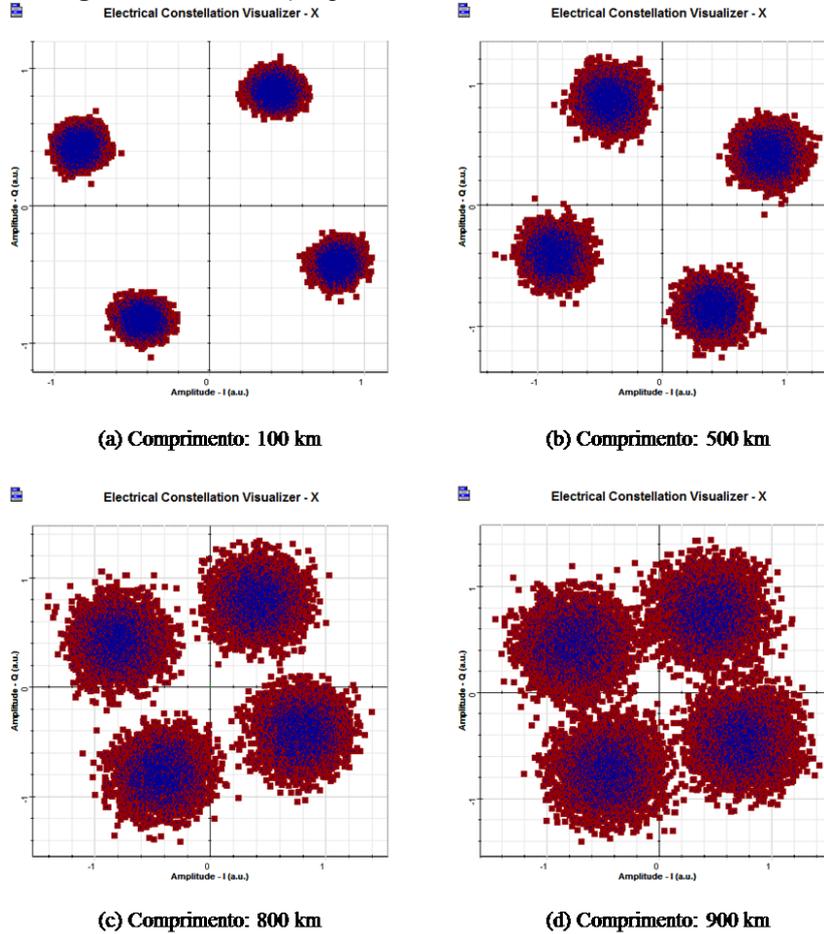


Fonte: O autor.

Na segunda parte da análise dos diagramas de constelação, será considerado o cenário em que os efeitos não lineares e a PMD estão incluídos e será variada a distância do enlace. Assim, a Figura 19 ilustra quatro diagramas de constelação obtidos para diferentes comprimentos de fibras: (a) 100 km; (b) 500 km; (c) 800 km; (d) 900 km. Os quatro diagramas de constelação da Figura 19 encontram-se rotacionados devido à correção não eficiente da PMD acumulada do sistema. Nota-se que conforme aumenta-se a distância de transmissão o diagrama de constelação torna-se mais espalhado, em razão da deterioração da OSNR do sistema após o sinal passar por vários amplificadores. Além disso, em cada um dos cenários, a constelação é rotacionada para um ângulo diferente. Isso se deve à característica aleatória da PMD na simulação. Explicando: o método analítico de análise da PMD em uma simulação basicamente divide a fibra em um grande número de segmentos. Tanto o grau de birrefringência quanto a orientação dos eixos principais permanecem constantes em cada

segmento, mas mudam aleatoriamente de segmento para segmento. Assim, cada segmento de fibra pode ser tratado como um rotacionador de fase usando uma matriz de Jones [35].

**Figura 19** – Constelação para cenário com PMD e efeitos não lineares.



Fonte: O autor.

### 4.3 Otimização da estimativa da Matriz de Jones

Os experimentos realizados nas seções 4.1 e 4.2 não faziam a compensação da rotação do ângulo entre as polarizações causada pela PMD. Desta forma, o *setup* estava vulnerável a efeitos mais agressivos da aleatoriedade da PMD que o estimador de fase não conseguia compensar. Assim, foi implementada uma otimização da estimativa do ângulo de rotação entre as duas polarizações. A compensação da rotação entre as polarizações foi implementada após o equalizador estático utilizando a Matriz de Jones, expresso pela equação (39).

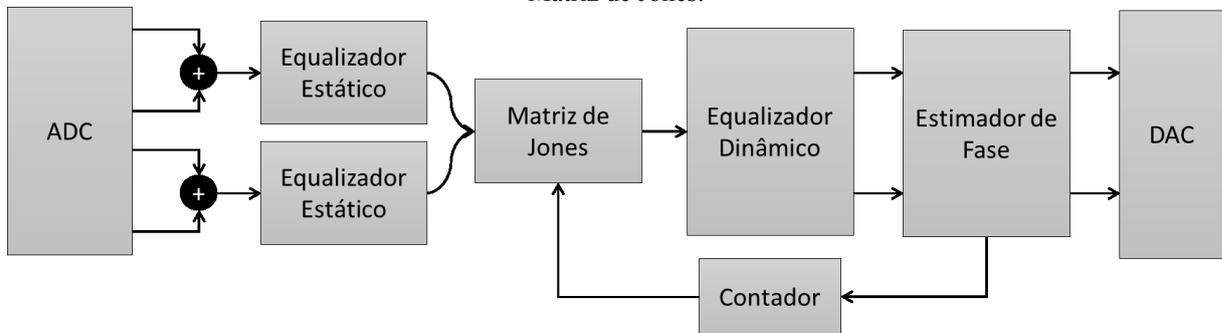
$$\begin{bmatrix} E_x \\ E_y \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \text{sen}(\theta) \\ -\text{sen}(\theta) & \cos(\theta) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} E_x \\ E_y \end{bmatrix} \quad (39)$$

Onde  $E_x$  e  $E_y$  representam os campos das polarizações  $x$  e  $y$ , e  $\theta$  representa o ângulo de rotação acumulada na simulação. De forma a otimizar a escolha do ângulo  $\theta$ , foi

implementado um algoritmo recursivo que corrigia o valor de  $\theta$  de forma a se obter constelação após o estimador de fase com a menor rotação acumulada. Assim, devido à implementação da Matriz de Jones, o novo diagrama esquemático dos algoritmos do DSP é mostrado na Figura 20.

A Matriz de Jones irá gerar a rotação de fase antes de ser aplicado o Equalizador Dinâmico e esta mudança na fase irá impactar no funcionamento do Estimador de Fase. Ou seja, o ângulo rotacionado por Jones antes do Equalizador Dinâmico não necessariamente será mesmo ângulo rotacionado pelo Estimador de Fase no final do DSP.

**Figura 20** – Esquemático dos algoritmos implementados no DSP com a otimização rotação de polarização via Matriz de Jones.

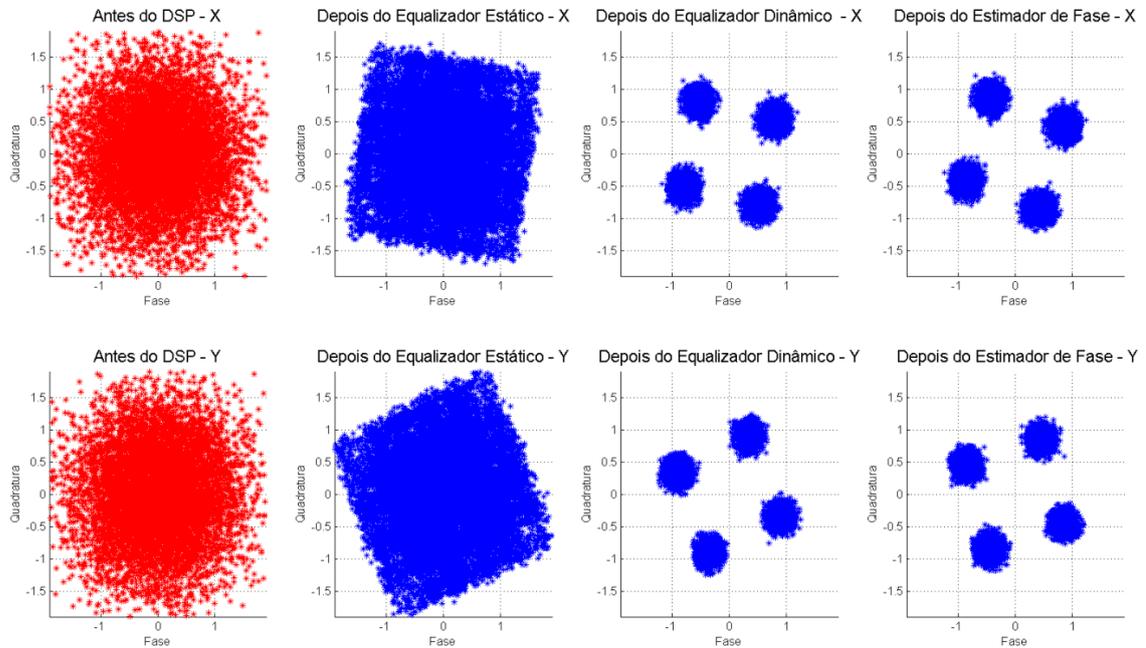


Fonte: O autor.

Para ilustrar o efeito da otimização utilizando a Matriz de Jones, a Figura 21 ilustra um ambiente com PMD e efeitos não lineares para uma distância de 500 km onde não foi utilizado a otimização da Matriz de Jones. A Figura 22 ilustra o mesmo ambiente utilizando-se do algoritmo da Matriz de Jones. São mostradas 8 constelações em cada figura, 4 para cada polarização (polarização X em cima, polarização Y embaixo). Da esquerda para a direita tem-se: antes do DSP; depois do equalizador estático; depois do equalizador dinâmico; e, por fim, depois do estimador de fase.

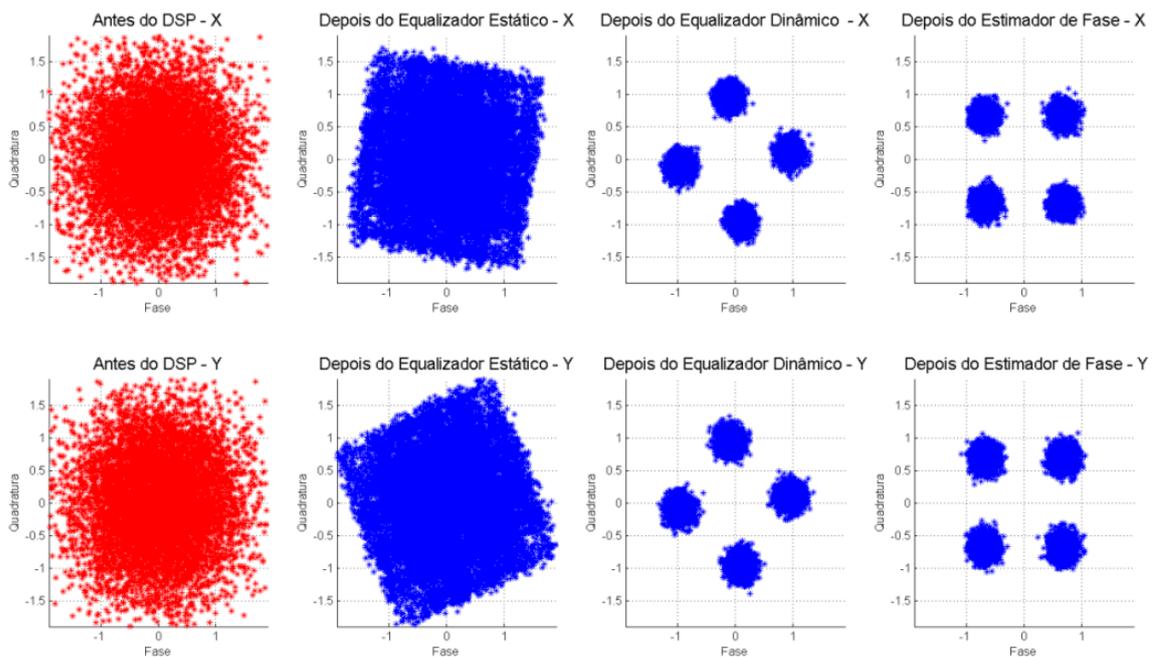
Ao compararmos ambas as constelações finais, é possível perceber a diferença entre a utilização e não utilização da técnica da matriz de Jones. Nota-se que as constelações para as polarizações x e y da Figura 21 (depois do estimador de fase) encontram-se rotacionadas enquanto que as mesmas constelações na Figura 22 estão alinhadas. Especificamente para este cenário ilustrado, a técnica da Matriz de Jones gerou uma rotação de  $31^\circ$  que refletiu em uma rotação de  $90^\circ$  da etapa do Equalizador Dinâmico para o Estimador de Fase na Figura 22.

**Figura 21** – Diagramas de Constelação sem otimização da Matriz de Jones. São mostradas 8 sendo 4 para cada polarização (polarização X em cima, polarização Y embaixo). Da esquerda para a direita tem-se: antes do DSP; depois do equalizador estático; depois do equalizador dinâmico; e depois do estimador de fase.



Fonte: O autor.

**Figura 22** – Diagramas de Constelação com otimização da Matriz de Jones. São mostradas 8 sendo 4 para cada polarização (polarização X em cima, polarização Y embaixo). Da esquerda para a direita tem-se: antes do DSP; depois do equalizador estático; depois do equalizador dinâmico; e depois do estimador de fase.

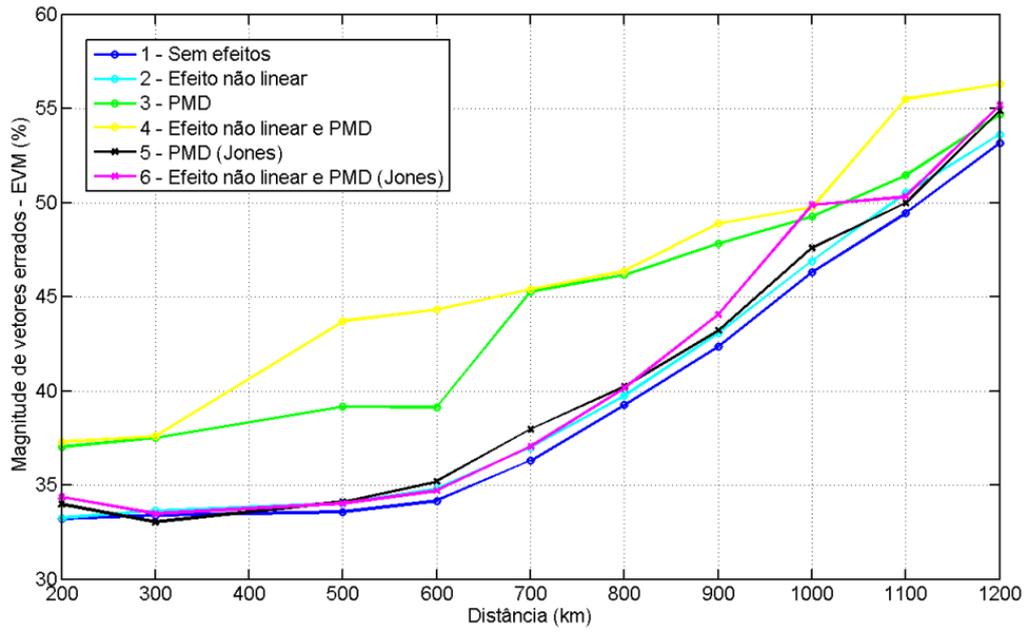


Fonte: O autor.

De modo a quantificar a melhora que a otimização utilizando a técnica da Matriz de Jones proporciona ao funcionamento do sistema, a Figura 23 mostra seis curvas para as medidas de EVM em função da distância. Os seis cenários avaliados são: (1) sem PMD e efeitos não lineares; (2) com efeitos não lineares e sem PMD; (3) com PMD e sem efeitos não lineares; (4) com efeitos não lineares e com PMD; (5) com PMD e sem efeitos não lineares, mas utilizando a otimização da Matriz de Jones; e (6) com PMD e com efeitos não lineares, também utilizando a otimização da Matriz de Jones. A curva 5 ilustra a otimização da curva 3, enquanto que a curva 6 nos mostra a otimização da curva 4. Nota-se grande melhora no EVM nos cenários (5) e (6), fazendo com que o cenário mais próximo do real (curva 6) obtenha um comportamento quase tão bom quanto o cenário em que são desconsiderados todos os efeitos (curva 1).

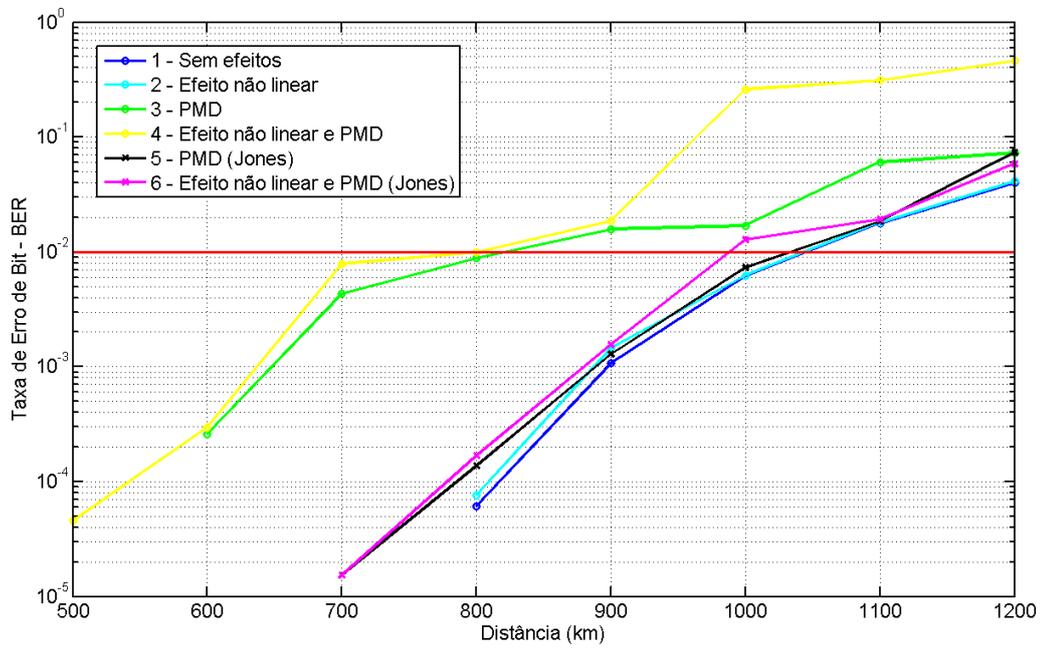
A Figura 24 também mostra seis curvas para as medidas de EVM em função da distância. Os seis cenários avaliados são: (1) sem PMD e efeitos não lineares; (2) com efeitos não lineares e sem PMD; (3) com PMD e sem efeitos não lineares; (4) com efeitos não lineares e com PMD; (5) com PMD e sem efeitos não lineares, mas utilizando a otimização da Matriz de Jones; e (6) com PMD e com efeitos não lineares, também utilizando a otimização da Matriz de Jones. A análise dos resultados mostrados na Figura 24 mostra efetivamente o quanto de melhora ocorreu no sistema quando se utiliza a técnica de Jones. Quando não há a utilização do algoritmo de otimização, os cenários que incluem a PMD (curvas 3 e 4) são limitados a uma transmissão de até 800 km sem atingir o limite do FEC. Porém, comparando as curvas 5 e 6 com as curvas 3 e 4, respectivamente, nota-se uma grande melhora na BER do sistema. Para uma distância de 800 km, a BER do sistema diminui quase duas ordens de grandeza. Se for analisada a distância máxima alcançada antes do limite do FEC, após a otimização da rotação da polarização pela Matriz de Jones, consegue-se um aumento de 200 km e 100 km quando os efeitos não lineares são desprezados (curva 5) e considerados (curva 6), respectivamente.

**Figura 23 - Análise Distância versus EVM utilizando Matriz de Jones**



Fonte: O autor

**Figura 24 - Análise Distância versus BER utilizando Matriz de Jones**



Fonte: O autor

## 5 CONCLUSÃO

A partir da proposta inicial deste trabalho e após todos os testes realizados, é possível afirmar que a implementação numérica de Processador Digital de Sinais melhora significativamente desempenho de um sistema de comunicações ópticas. Além disso, estudou-se o comportamento do DSP e as técnicas empregadas neste, o que possibilitou obter conhecimento dos limites de processamento para o sistema óptico proposto e realizar uma otimização que gerou uma grande melhora nos resultados.

### 5.1 Sugestões de trabalhos futuros

O trabalho proposto foi concluído de modo satisfatório, no entanto, ainda existe muito que melhorar e com os resultados obtidos torna-se possível trilhar diferentes caminhos buscando uma otimização dos resultados.

O trabalho realizado teve como foco na implementação numérica do DSP e não na montagem do *setup* de transmissão, desta forma, foi montado um ambiente mínimo que possibilitasse a transmissão de informação. Portanto esta seria a primeira proposta de melhoria para o trabalho: estudar o *setup* montado e aperfeiçoá-lo de modo a melhorar os resultados.

A segunda melhoria que pode ser proposta nos leva a tornar o *setup* o mais próximo possível de sistemas reais. Este trabalho transmite apenas um canal de 100 Gbps pelo enlace de fibra óptica, no entanto, sistemas reais possuem diversos canais com diferentes taxas de transmissão trafegando simultaneamente, assim a proposta seria o aumentar a quantidade de canais do *setup* e estudar o comportamento deste.

Por fim, pode-se propor a implementação de um Processador Digital de Sinais para sistemas com taxas mais altas e outros formatos de modulação, por exemplo, *Transponders* de 200 Gbps os quais já existem em operação em grandes empresas de telecomunicação [34].

## REVISÃO BIBLIOGRÁFICA

- [1] Expansão da rede não acompanha a demanda dos usuários. Disponível em: <<https://www12.senado.leg.br/emdiscussao/edicoes/vaquejada/banda-larga/expansao-da-rede-nao-acompanha-a-demanda-dos-usuarios>>. Acesso em: 06. Mai. 2018
- [2] 10 características do consumo no Brasil em 2018, segundo PwC. Disponível em: <<https://epocanegocios.globo.com/Tecnologia/noticia/2018/04/10-caracteristicas-do-consumo-no-brasil-em-2018-segundo-pwc.html>>. Acesso em 06. Mai. 2018
- [3] YIN, Hongxi; RICHARDSON, David J. Optical code division multiple access communication networks. chap, v. 1, p. 1-12, 2008.
- [4] HAYEE, M. I.; WILLNER, A. E. NRZ versus RZ in 10-40-Gb/s dispersion-managed WDM transmission systems. IEEE photonics technology letters, v. 11, n. 8, p. 991-993, 1999.
- [5] KVH Patents Breakthrough Digital Signal Processing Technology for Fiber Optic Gyros. Disponível em: <<https://www.kvh.com/Press-Room/Press-Release-Library/2002/021009-DSP-Patent-for-FOGs.aspx>>. Acesso em: 09. Mai 2018
- [6] ClariPhy targets 400G with new 16-nm DSP silicon. Disponível em: <<http://www.lightwaveonline.com/articles/2016/03/clariphy-targets-400g-with-new-16-nm-dsp-silicon.html>>. Acesso em: 09 Mai. 2018
- [7] CRUZ, Vinicius Ribeiro de Souza. Estimaco de Sinais por Processamento Digital em Sistemas Ópticos com Deteco Coerente. 2016. 45 f. Trabalho de Concluso de Curso – Escola de Engenharia de So Carlos, Universidade de So Paulo, So Carlos, 2016
- [8] FERREIRA, Hugo Borges. Algoritmos de Recuperao de Fase para Sistemas Ópticos com modulao DP-QPSK. 2011. 72 f. Dissertao de Mestrado – Faculdade de Tecnologia Departamento de Engenharia Elétrica, Universidade de Brasília, Brasília, 2011.
- [9] G. Keiser, Optical Fiber Communications, vol. 4th Edition, New York: Hardcover, 2011.
- [10] KANI, Jun-ichi. Enabling technologies for future scalable and flexible WDM-PON and WDM/TDM-PON systems. IEEE Journal of Selected Topics in Quantum Electronics, v. 16, n. 5, p. 1290-1297, 2010.
- [11] SANTOS FILHO, R. V. B. (2005). Anlise de Sistemas CDMA Ópticos. Dissertao (mestrado) - Escola de Engenharia de So Carlos, Universidade de So Paulo, 2006
- [12] S. Haykin and M. Mober, Sistemas de Comunicao, 5th ed. Porto Alegre: John Wiley & Sons, 2002.

- [13] ODA, Shoichiro et al. 112 Gb/s DP-QPSK transmission using a novel nonlinear compensator in digital coherent receiver. In: Optical Fiber Communication-includes post deadline papers, 2009. OFC 2009. Conference on. IEEE, 2009. p. 1-3.
- [14] Padtec – Redes Ópticas DWDM. Disponível em: <<http://www.padtec.com.br/>>. Acesso em: 09 de Junho de 2018.
- [15] BOSCO, Gabriella et al. On the performance of Nyquist-WDM terabit superchannels based on PM-BPSK, PM-QPSK, PM-8QAM or PM-16QAM subcarriers. *Journal of Lightwave Technology*, v. 29, n. 1, p. 53-61, 2011.
- [16] V. Ribeiro, “Filtros digitais para recepção coerente em 112 Gb/s de sinais ópticos com modulação QPSK e multiplexação por divisão em polarização”. Mestrado em Engenharia Elétrica, Faculdade de Engenharia Elétrica e de Computação, Universidade Estadual de Campinas, 2012.
- [17] SAVORY, S. J. Digital filters for coherent optical receivers. *Optics Express*. 804, 2008.
- [18] ISHIHARA, K. et al. Frequency-domain equalisation without guard interval for optical transmission systems. *Electronics Letters*. 25, 2008, Vol. 44, pp.1480-1482. December 4.
- [19] M., GARDNER F. A BPSK/QPSK timing-error detector for sampled receivers. *IEEE Transactions on Communications*. 5, 1986, Vol. 34, p. 423–429.
- [20] IP, E. and KAHN, J. Feedforward carrier recovery for coherent optical communications. *J. Lightw. Technol.* 9, 2007, Vol. 25, pp. 2675–2692, Sep. 2007.
- [21] NAKAGAWA, T. et al. Wide-Range and Fast-Tracking Frequency Offset Estimator for Optical Coherent Receivers. *European Conference and Exhibition on Optical Communication, ECOC. We.7. A.2*, 2010.
- [22] VITERBI, A. J. and VITERBI, A. M. Nonlinear Estimation of PSK-Modulated Carrier Phase with Application to Burst Digital Transmission. *IEEE Trans. Inf. Theory*. 29, 543–551, 1983.
- [23] GABITOV, Ildar R.; TURITSYN, Sergei K. Averaged pulse dynamics in a cascaded transmission system with passive dispersion compensation. *Optics Letters*, v. 21, n. 5, p. 327-329, 1996.
- [24] JOHNSON, Richard et al. Blind equalization using the constant modulus criterion: A review. *Proceedings of the IEEE*, v. 86, n. 10, p. 1927-1950, 1998.
- [25] SAVORY, Seb J. Digital coherent optical receivers: Algorithms and subsystems. *IEEE Journal of Selected Topics in Quantum Electronics*, v. 16, n. 5, p. 1164-1179, 2010.

- [26] EL-DARAWY, et al. Differential phase compensated constant modulus algorithm for phase noise tolerant coherent optical transmission. Summer Topical Meeting, LEOSST '09. IEEE/LEOS. 20-22 July, 2009 , pp. 95-96.
- [27] FATADIN, Irshaad; SAVORY, Seb J.; IVES, David. Compensation of quadrature imbalance in an optical QPSK coherent receiver. IEEE Photonics Technology Letters, v. 20, n. 20, p. 1733-1735, 2008.
- [28] NOÉ, R. Phase noise-tolerant synchronous QPSK/BPSK basebandtype intradyne receiver concept with feedforward carrier recovery. J. Lightw. Technol. 2, 2005, Vol. 23, pp. 802–802, Feb.
- [29] GARCIA, F. A. C., MELLO, D. A. A. and WALDMAN, H. Feedforward carrier recovery for polarization demultiplexed signals with unequal signal to noise ratios. Optics Express. 10, 2009, Vol. 17, p. 7958-7969.
- [30] GARCIA, F. A. C. Caracterização Espectral e Avaliação de Desempenho para Formatos Avançados de Modulação Digital Óptica em 40 Gb/s. Dissertação (Mestrado em Engenharia Elétrica). Campinas - SP: Faculdade de Engenharia Elétrica e Computação, 2009. UNICAMP - Universidade Estadual de Campinas.
- [31] MathWorks Inc. Matlab © Disponível em <http://mathworks.com>.
- [32] Optiwave System Inc. Disponível em <http://optiwave.com>.
- [33] ZHANG, Lei M.; KSCHISCHANG, Frank R. Staircase codes with 6% to 33% overhead. Journal of Lightwave Technology, v. 32, n. 10, p. 1999-2002, 2014.
- [34] Cisco NCS 2000 200-Gbps Multirate DWDM Line Card Data Sheet: Disponível em: <<https://www.cisco.com/c/en/us/products/collateral/optical-networking/network-convergence-system-2000-series/datasheet-c78-733699.html>>. Acesso em: 06 Dez 2018.
- [35] C. D. Poole and J. Nagel, in Optical Fiber Telecommunications III, Vol. A, I. P. Kaminow and T. L. Koch, Eds., Academic Press, San Diego, CA, 1997, Chap. 6.