

**UNIVERSIDADE DE SÃO PAULO
ESCOLA DE ENGENHARIA DE SÃO
CARLOS**

VINICIUS RIBEIRO DE SOUZA CRUZ

**Estimação de Sinais por
Processamento Digital em Sistemas
Ópticos com Detecção Coerente**

São Carlos

2016

VINICIUS RIBEIRO DE SOUZA CRUZ

Estimação de Sinais por Processamento Digital em Sistemas Ópticos com Detecção Coerente

Trabalho de Conclusão de Curso apresentado à Escola
de Engenharia de São Carlos, da Universidade de São
Paulo

Curso de Engenharia Elétrica com ênfase em Eletrônica

ORIENTADOR: Mônica de Lacerda Rocha

São Carlos

2016

AUTORIZO A REPRODUÇÃO TOTAL OU PARCIAL DESTE TRABALHO, POR QUALQUER MEIO CONVENCIONAL OU ELETRÔNICO, PARA FINS DE ESTUDO E PESQUISA, DESDE QUE CITADA A FONTE.

R785e Ribeiro de Souza Cruz, Vinicius
Estimação de Sinais por Processamento Digital em
Sistemas Ópticos com Detecção Coerente / Vinicius
Ribeiro de Souza Cruz; orientadora Mônica de Lacerda
Rocha. São Carlos, 2016.

Monografia (Graduação em Engenharia Elétrica com
ênfase em Eletrônica) -- Escola de Engenharia de São
Carlos da Universidade de São Paulo, 2016.

1. Comunicações Ópticas. 2. Processamento Digital
de Sinais. 3. Dispersão Cromática. 4. Dispersão dos
Modos de Polarização. 5. 100Gb/s DP-QPSK Coerente. I.
Título.

FOLHA DE APROVAÇÃO

Nome: Vinicius Ribeiro de Souza Cruz

Título: "Estimação de sinais por processamento digital em sistemas ópticos com detecção coerente"

Trabalho de Conclusão de Curso defendido e aprovado
em 13 / 06 / 2016,

com NOTA 8,8 (oito, oito), pela Comissão Julgadora:

Profa. Dra. Mônica de Lacerda Rocha - (Orientadora - SEL/EESC/USP)

Prof. Dr. Marcelo Basílio Joaquim - (SEL/EESC/USP)

Prof. Dr. Emiliano Rezende Martins - (SEL/EESC/USP)

Coordenador da CoC-Engenharia Elétrica - EESC/USP:
Prof. Dr. José Carlos de Melo Vieira Júnior

Sumário

Resumo	8
Abstract	9
1. Introdução.....	10
2. Princípios Básicos em Comunicações Ópticas	13
2.1. Fibra Óptica.....	13
2.2. Modos de Propagação	14
2.3. Dispersão de Velocidade de Grupo (Dispersão Cromática)	17
2.4. Dispersão de Modos de Polarização (PMD).....	18
3. Transmissão Digital de Sistemas Ópticos Coerentes	19
3.1. Modulação IQ	19
3.2. Chaveamento de Quadrifase (QPSK, Quadrature Phase Shift-Keying).....	21
3.3. Conversão Eletro-Óptica	22
4. Recepção do Sinal Óptico e Demodulação	26
4.1. Detecção Coerente	26
4.2. Conversão Opto-Elétrica	27
5. Algoritmos de Processamento Digital de Sinal para Transmissão Coerente... 30	
5.1. Equalizador Estático: Equalização no Domínio do Tempo (TDE – Time Domain Equalization).....	31
5.2. Algoritmo de Módulo Constante (CMA – Constant Modulus Algorithm)	33
5.3. Estimação de Fase	35
6. Simulações e Resultados	35
6.1. Simulação de Sistema 100Gb/s DP-QPSK Coerente no Optisystem	35
6.2. Teste do Equalizador Estático.....	40
6.3. Teste do Equalizador Estático, Equalizador Dinâmico e Estimador de Fase.....	41
7. Conclusões.....	44
Referências Bibliográficas	45

Lista de Figuras

Figura 1 - Perfis de índice de refração para fibras step-index e graded-index. Retirada de [2].	13
Figura 2 – Diagrama de reflexão interna total para fibra step-index. Retirada de [2].	14
Figura 3 - Diagrama Fasorial das Componentes IQ. Retirado de [1].	20
Figura 4 - Diagrama de blocos básico de um modulador IQ. Retirado de [1].	21
Figura 5 - Possíveis vetores do sinal modulado QPSK.	22
Figura 6 - Constelação do sinal QPSK.	22
Figura 7 - Modulador de Fase (PM) Óptico. Retirado de [6].	23
Figura 8 - Modulador Mach-Zenhder. Retirado de [6].	24
Figura 9 - Curvas de transferência de campo (azul) e potência (verde) do MZM e os dois pontos de operação possíveis: quadratura (a) e mínima transmitância (b). Retirada de [6].	25
Figura 10 - Modulador IQ implementado a partir de 2 MZMs e um PM. Retirado de [6].	25
Figura 11 - Diagrama de blocos de transmissor óptico com multiplexação de polarização. Retirado de [7].	26
Figura 12 - Demodulação das componentes I e Q a partir de uma híbrida de 90° e dois detectores balanceados. Retirado de [6].	29
Figura 13 - Diagrama de blocos de receptor coerente para sinal óptico com multiplexação de polarização. Retirado de [7].	30
Figura 14 - Blocos de algoritmos que compõem o DSP. Retirado de [7].	30
Figura 15 - Diagrama de blocos do CMA. Retirado de [9].	34
Figura 16 - Diagrama de blocos do estimador de fase. Retirado de [10].	35
Figura 17 - Esquemático montado para a simulação de sistema coerente 100Gb/s DP-QPSK.	36
Figura 18 - Subsistema 'Signal Generator'	36
Figura 19 - Subsistema 'PM-IQ Modulator'	37
Figura 20 - Subsistema 'IQ Modulator X'	37
Figura 21 - Subsistema 'Coherent Receiver'	38
Figura 22 - Subsistema '90 Hybrid + PDs + TIA X'	38
Figura 23 - Constelação de referência do sinal elétrico modulante (Pol. X)	40
Figura 24 - Constelações dos sinais demodulados e dos sinais equalizados pela TDE.	41
Figura 25 - Constelações antes e depois de cada bloco, para distâncias de 50km, 100km e 500km.	43

Lista de Tabelas

Tabela 1 - Parâmetros de simulação do Optisystem.	39
Tabela 2 - Número de taps do equalizador estático.	41

Resumo

A transmissão coerente 100 Gb/s DP-QPSK (*Dual Polarization – Quadrature Phase Shift-Keying*) surgiu como solução para aumentar a capacidade de transmissão de dados dos sistemas de comunicações ópticas. Entretanto, esse tipo de transmissão sofre penalidades introduzidas tanto pela complexidade do transmissor e receptor, quanto pelos efeitos dispersivos do canal. A solução adotada é o uso de processamento digital de sinais (DSP – Digital Signal Processing) para a compensação e mitigação dessas penalidades no domínio elétrico.

Esse trabalho de conclusão de curso se dedica a estudar algoritmos TDE (*Time Domain Equalization*), CMA (*Constant Modulus Algorithm*) e Estimador de Fase. Estes são usados na compensação dos efeitos de dispersão cromática (TDE), dispersão dos modos de polarização (CMA), demultiplexação dos sinais com diversidade de polarização (CMA), e estimação de fase. Esses algoritmos foram implementados em MATLAB e testados em simulação no software OptiSystem.

Além disso, serão introduzidos conceitos básicos sobre comunicações ópticas, propagação de sinal na fibra óptica e seus efeitos dispersivos lineares, e uma descrição dos dispositivos e técnicas que compõem os sistemas de transmissão coerente DP-QPSK.

Palavras Chave: comunicações ópticas, processamento digital de sinais, dispersão cromática, dispersão de modos de polarização, 100Gb/s DP-QPSK coerente.

Abstract

The 100 Gb/s DP-QPSK (Dual-Polarization Quadrature Phase Shift-Keying) coherent transmission appeared as a solution for increasing the data rate capacity of optical communication systems. However, this type of transmission suffers from penalties introduced both by the transmitter and receiver complexity and also the channel dispersion effects. The solution adopted is using digital signal processing (DSP) for compensating and mitigating these impairments in the electrical domain

This work dedicates itself to the study of the algorithms TDE (Time Domain Equalization), CMA (Constant Modulus Algorithm) and Phase Estimator. They are used in the compensation of chromatic dispersion (TDE), polarization mode dispersion (CMA), demultiplexing polarization diversity signals (CMA) and phase estimation. These algorithms will be implemented in MATLAB and tested in simulation with OptiSystem.

Also, basic concepts about optical communications will be introduced, such as signal propagation in optical fibers and its linear dispersion effects, and a description of the devices and techniques used in the coherent DP-QPSK transmission systems.

Keywords: optical communications, digital signal processing, chromatic dispersion, polarization mode dispersion, 100Gb/s coherent DP-QPSK.

1. Introdução

O conceito de comunicação, no interesse desse trabalho, pode ser definido como a transmissão de informação de um ponto a outro. O esquemático básico e geral para um sistema de comunicação consiste em transmissor, canal e receptor. O transmissor faz a adequação do sinal de informação para que este seja transmitido pelo canal. O canal é o meio físico pelo qual o sinal será transmitido. O receptor converte o sinal transmitido de volta para um formato que pode ser entendido em seu destino. Também cabe ao receptor muitas vezes compensar efeitos deletérios que ocorrem após a transmissão do sinal pelo canal. [1]

O sinal transmitido é, em geral, gerado através do processo de modulação, onde o sinal de informação varia alguma característica do sinal de portadora, como amplitude, frequência, fase, etc. O sinal resultante é chamado de sinal modulado. [1]

Em muitos casos utiliza-se ondas eletromagnéticas como portadoras, cujas frequências variam desde poucos Megahertz a centenas de Terahertz. Nas comunicações ópticas usam-se portadoras com frequências na faixa do visível ou próximas ao infravermelho. Esse tipo de comunicação vem sendo empregado comercialmente em escala mundial desde 1980 e revolucionou a tecnologia por trás das telecomunicações, sendo considerada, juntamente com o surgimento da microeletrônica, um fator preponderante para o advento da “era da informação”. [2]

Na segunda metade do século XX, percebeu-se o potencial que a comunicação óptica apresentava para a comunicação digital. O uso de ondas ópticas como portadoras poderiam aumentar drasticamente a relação entre taxa de transmissão de dados e distância entre repetidores. A invenção do laser e sua demonstração em 1960 foi a solução para a necessidade de uma fonte óptica coerente, enquanto a fibra óptica foi a escolha para o meio de propagação. [2]

Na década de 60 as fibras apresentavam perdas excessivas (cerca de 1000dB/km), porém, na década de 70, essas perdas foram reduzidas para 20dB/km na faixa de 1000nm. Nessa mesma época, foram desenvolvidos lasers semicondutores de GaAs operantes em temperatura ambiente. Com o surgimento de fontes compactas e fibras de baixa perda, iniciou-se um esforço mundial para o desenvolvimento de comunicações com fibras ópticas. [2]

A primeira geração de sistemas ópticos comercialmente disponíveis, surgida em na década de 80, operava em comprimentos de 800 nm com taxas de transmissão de 45 Mb/s e distância entre repetidores de 10 km. A segunda geração foi estabelecida a partir de 1987 e consistiu de sistemas operando na região de 1300 nm, onde a dispersão cromática é mínima, com taxas de 1,7 Gb/s e distância entre repetidores de 50 km. Na terceira geração, no início dos

anos 90, os sistemas comerciais operavam na faixa de mínima atenuação da fibra (Banda C - janela centrada em 1550 nm), com taxas de 10 Gb/s e distância entre repetidores de até 70km. [3]

Em todas essas gerações mencionadas, a solução para transmissão de longas distâncias era a utilização de repetidores optoeletrônicos ao longo dos enlaces. Esses equipamentos detectavam o sinal óptico, convertiam-no para o domínio elétrico, regeneravam o sinal elétrico e, por fim, convertiam novamente o sinal para o domínio óptico. Esse processo é conhecido como conversão óptica-elétrica-óptica (OEO), e tornavam os repetidores equipamentos caros que apenas recuperavam somente um sinal por vez, além de serem dependentes do formato de modulação e da taxa de transmissão.

A quarta geração de sistemas ópticos foi marcada pelo surgimento do amplificador de fibra dopada com érbio (EDFA – *Erbium-Doped Fiber Amplifier*), que proporcionou ganho de sinal no domínio óptico, dispensando a conversão óptica-elétrica-óptica. Além de ser transparente a formato de modulação e taxa de símbolos, o EDFA proporciona amplificação óptica em uma extensa banda (usualmente em toda banda C). Isso permitiu o surgimento dos sistemas WDM (*Wavelength Division Multiplexing*) em que diferentes sinais modulados, cada um com uma frequência de portadora diferente, se propagam em uma mesma fibra. Com isso, a capacidade de transmissão foi largamente ampliada pois múltiplos canais poderiam ser transmitidos simultaneamente. [3]

A princípio, cada canal transmitia em uma taxa de 10 Gb/s, sendo o formato de modulação utilizado OOK (*On-Off Keying*). Esse formato utiliza apenas a modulação da amplitude da portadora para codificar os bits de informação, sendo dois níveis diferentes de amplitude: um para bit 1 e outro para bit 0 [3].

A crescente demanda por taxas maiores de transmissão de dados, impulsionada pelo surgimento de video-on-demand, VOIP, peer-to-peer, entre outros, fez com que novas soluções fossem propostas para aumentar a capacidade de transmissão óptica. Uma delas foi o aumento da eficiência espectral (relação entre quantidade de bits transmitidos pela banda ocupada pelo sinal) através de formatos de modulação mais complexos que utilizassem amplitude e fase da portadora para transmitir mais de um bit por símbolo[3].

Assim, surgiram os sistemas coerentes 100 Gb/s que, além de utilizar um formato de modulação que codifica 2 bits por símbolo (QPSK – *Quadrature Phase Shift Keying*) para uma taxa de 25 GBaud, utilizam também a multiplexação de polarização, que permite que dois sinais sejam transmitidos em polarizações ortogonais na mesma fibra. Esse formato, conhecido como DP-QPSK (*Dual Polarization - QPSK*), possui eficiência espectral 4 vezes maior do que o 10 Gb/s OOK utilizados anteriormente [3].

Entretanto, esse formato traz algumas complexidades. O uso de um sinal QPSK na transmissão obriga que a informação de fase da portadora seja recuperada no receptor, sendo necessária a detecção coerente. Na detecção coerente, é preciso um laser no receptor com a mesma frequência e fase da portadora transmitida para realizar um batimento com o sinal recebido e demodular o sinal de informação. Entretanto, assegurar essa condição é extremamente difícil. Outra complexidade é a mistura dos sinais das polarizações ortogonais durante a transmissão, devido a efeitos como a PMD (*Polarization Mode Dispersion*) [3].

Esses efeitos citados além de dispersão cromática, erro de temporização, entre outros, são corrigidos através de processamento digital do sinal após sua demodulação e digitalização. Nos sistemas coerentes 100G DP-QPSK o DSP (*Digital Signal Processor*) é parte fundamental na recepção, atuando geralmente com blocos de: estimação e compensação de dispersão cromática, equalizador dinâmico para demultiplexação de polarizações e compensação de PMD, recuperação de clock, estimação de frequência e estimação de fase.

Neste trabalho, foram estudados e implementados os algoritmos para compensação de dispersão cromática (TDE – *Time Domain Equalization*), dispersão dos modos de polarização (CMA – *Constant Modulus Algorithm*) e estimação de fase (Estimador de Fase). Além de seções sobre o estudo e teste dos algoritmos, têm-se seções dedicadas a explicar pontos relevantes sobre os sistemas de comunicações ópticas coerentes.

Na seção 2, faz-se uma introdução sobre os princípios básicos da fibra óptica, incluindo: reflexão interna total, modos de propagação, dispersão cromática e dispersão dos modos de polarização.

Na seção 3, discute-se a modulação por componentes I (*In-phase* – em fase) e Q (*Quadrature* - quadratura), o formato de modulação QPSK e o funcionamento dos moduladores ópticos com diversidade de polarização.

Na seção 4, discute-se o princípio da detecção coerente, a demodulação das componentes I e Q do sinal e a estrutura básica de um receptor coerente com diversidade de polarização.

Na seção 5, discute-se o funcionamento dos algoritmos TDE (*Time Domain Equalization*), CMA (*Constant Modulus Algorithm*) e Estimador de Fase.

Na seção 6, trata-se do teste dos algoritmos da seção 5 em ambiente de simulação Optisystem com o esquemático usado para o sistema coerente 100G DP-QPSK e os resultados obtidos.

A seção 7 traz, por fim, as conclusões do trabalho seguidas das referências bibliográficas consultadas.

2. Princípios Básicos em Comunicações Ópticas

2.1. Fibra Óptica

A fibra óptica é um guia de onda, ou seja, é um meio que permite que as ondas eletromagnéticas se propaguem confinadamente de um ponto a outro. Dentre os guias de onda, a fibra se destaca por ter formato cilíndrico e ser um meio puramente dielétrico, em que o confinamento da onda ocorre devido ao fenômeno de reflexão interna total [2][4].

Esse fenômeno se dá pelo fato de o índice de refração da parte mais externa da fibra (casca) ser menor do que o índice de refração da parte mais interna (núcleo). As fibras do tipo *step-index* apresentam uma transição abrupta de índice de refração na interface entre casca e núcleo, enquanto as fibras *graded-index* possuem uma transição suave. A figura (1) mostra o perfil de índice de refração para os dois tipos de fibra [2].

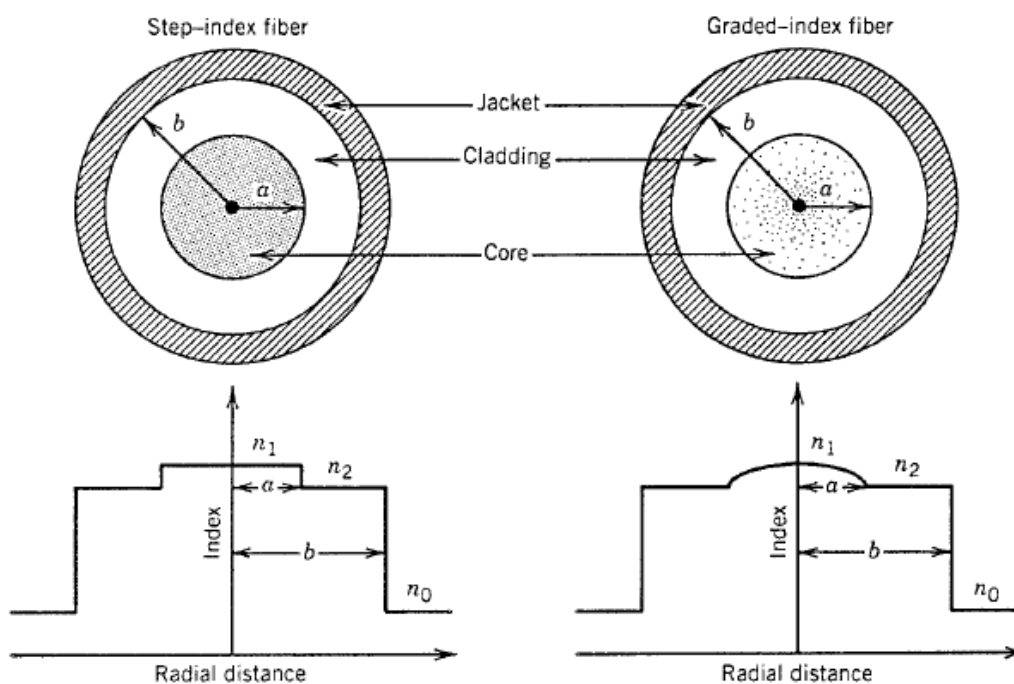


Figura 1 - Perfis de índice de refração para fibras *step-index* e *graded-index*. Retirada de [2].

Uma forma de visualizar o fenômeno de reflexão interna é através da descrição geométrica, em que a onda eletromagnética pode ser representada por um raio de luz. Essa descrição é válida apenas quando o raio do núcleo da fibra é muito maior do que o comprimento de onda da luz que se propaga nela. A figura (2) mostra a reflexão interna total para uma fibra *step-index*, na descrição geométrica.

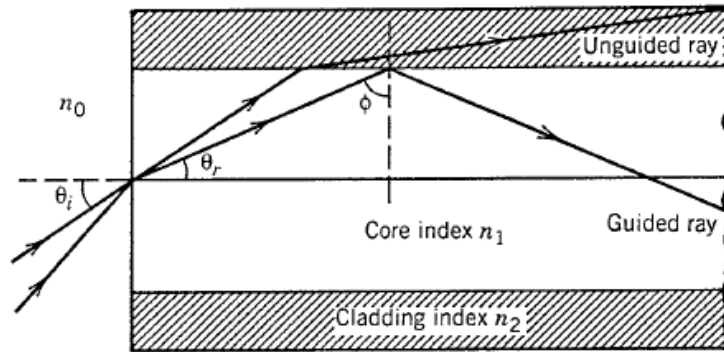


Figura 2 – Diagrama de reflexão interna total para fibra step-index. Retirada de [2].

Na figura (2), n_0 , n_1 e n_2 são, respectivamente, os índices de refração do ar, do núcleo e da casca. O ângulo θ_i é formado pelo raio incidente no centro do núcleo com o eixo da fibra, enquanto o ângulo θ_r é formado pelo raio refratado com o eixo da fibra. A relação entre esses ângulos é dada pela lei de Snell:

$$n_0 \sin \theta_i = n_1 \sin \theta_r \quad (1)$$

O raio que se propaga no núcleo eventualmente atinge a interface casca-núcleo. Nesse momento, se o ângulo de incidência ϕ for maior do que o ângulo crítico ϕ_c , ocorrerá a reflexão interna total e consequentemente o guiamento do raio na fibra. Caso contrário, o raio irá refratar para a casca e não será guiado. O ângulo crítico é definido como o ângulo de incidência para o qual o ângulo de refração é 90° , ou seja:

$$\sin \phi_c = \frac{n_1}{n_2} \quad (2)$$

2.2. Modos de Propagação

Além da descrição geométrica, a outra forma de se estudar a propagação das ondas na fibra step-index é aplicando as equações de Maxwell. Essa abordagem permite analisar a propagação para casos em que o raio do núcleo é comparável com o comprimento de onda do sinal.

As equações de Maxwell, para um meio não-condutor e sem cargas livres, podem ser escritas como [2]:

$$\nabla \times \mathbf{E} = -\frac{\partial \mathbf{B}}{\partial t} \quad (3)$$

$$\nabla \times \mathbf{H} = \frac{\partial \mathbf{D}}{\partial t} \quad (4)$$

$$\nabla \cdot \mathbf{D} = 0 \quad (5)$$

$$\nabla \cdot \mathbf{B} = 0 \quad (6)$$

Onde \mathbf{E} e \mathbf{H} são, respectivamente, os campos elétrico e magnético, e \mathbf{D} e \mathbf{B} são as densidades de fluxo elétrico e magnético. A relação entre as densidades de fluxo e os campos são:

$$\mathbf{D} = \varepsilon_0 \mathbf{E} + \mathbf{P} \quad (7)$$

$$\mathbf{B} = \mu_0 \mathbf{H} + \mathbf{M} \quad (8)$$

Nas equações (7) e (8), \mathbf{P} e \mathbf{M} são os vetores de polarização elétrico e magnético, respectivamente; ε_0 é a permissividade elétrica no vácuo; e μ_0 é a permeabilidade magnética no vácuo. Devido a natureza não-magnética da fibra, podemos considerar $\mathbf{M} = 0$. O vetor de polarização elétrico \mathbf{P} , em um meio linear, pode ser expresso por [2]:

$$\mathbf{P} = \varepsilon_0 \chi(\omega) \mathbf{E} \quad (9)$$

Em que χ é a susceptibilidade linear, uma grandeza complexa dependente da frequência. A equação (9) não leva em consideração os efeitos não-lineares existentes na fibra, porém ela é suficiente para análise de modos de propagação [2]. Desse modo, equação (7) pode ser reescrita como:

$$\mathbf{D} = \varepsilon \mathbf{E} \quad (10)$$

Onde ε é a permissividade complexa do meio, dada por:

$$\varepsilon = \varepsilon_0 \varepsilon_r = \varepsilon_0 (1 + \chi(\omega)) \quad (11)$$

A parte complexa da permissividade elétrica (que resulta do fato de χ ser uma grandeza complexa) é responsável pela atenuação do campo que se propaga pelo meio e, como as perdas de potência são baixas para fibras de sílica, podemos desprezá-la [2].

Manipulando as equações de Maxwell no domínio da frequência e considerando as equações (10) e (11), podemos obter a equação de onda para o campo elétrico:

$$\nabla^2 \mathbf{E} + k^2 \mathbf{E} = 0 \quad (12)$$

Onde k é a constante de propagação dada por

$$k = \omega \sqrt{\mu_0 \varepsilon} = \omega \sqrt{\mu_0 \varepsilon_0} \sqrt{\varepsilon_r} \quad (13)$$

Considerando

$$k_0 = \omega \sqrt{\mu_0 \epsilon_0} \quad (14)$$

E que k se relaciona com k_0 através da relação:

$$k = nk_0 \quad (15)$$

Onde n é o índice de refração no meio, então conclui-se que:

$$n(\omega) = \sqrt{\epsilon_r} = \sqrt{1 + \chi(\omega)} \quad (16)$$

Portanto, pode-se reescrever a equação de onda (12) como:

$$\nabla^2 E + n(\omega)^2 k_0^2 E = 0 \quad (17)$$

Analogamente, pode-se escrever a equação de onda para o campo magnético como:

$$\nabla^2 H + n(\omega)^2 k_0^2 H = 0 \quad (18)$$

As equações de onda (17) e (18) determinam a propagação de ondas por um meio dielétrico sem perdas. As soluções dessas equações, para as condições de contorno especificadas fibra, são chamadas de modos ópticos. Os modos podem ser entendidos como os diferentes arranjos de campo elétrico e magnético permitidos pelas equações de onda. Os modos de interesse para as comunicações ópticas são os chamados modos guiados.

Os modos guiados que se propagam na fibra são classificados em: transversal elétrico (TE), transversal magnético (TM) e híbrido (HE ou EH). Nos modos TE, o campo elétrico não possui nenhuma componente no sentido de propagação, sendo portanto transversal a ele. Já nos modos TM, é o campo magnético que não possui nenhuma componente no sentido de propagação. Nos modos híbridos, ambos os campos elétrico e magnético possuem componentes no sentido de propagação. São representados por HE ou EH dependendo da dominância de cada componente. Para representar os diferentes modos de mesmo tipo, são usados índices que indicam a ordem do modo (HE_{mn}, por exemplo).

Os fatores que determinam quais modos irão se propagar pela fibra são: o comprimento de onda, o raio do núcleo, e o contraste entre os índices de refração da casca e do núcleo. Vários modos podem se propagar simultaneamente na fibra, e manipulando as condições citadas, pode-se controlar quais desses modos estarão presentes no guia para uma determinada frequência.

Em relação aos modos, as fibras podem ser classificadas em: multimodo, que permite vários modos propagando simultaneamente; e monomodo, que permite apenas a propagação do modo fundamental HE₁₁. As fibras step-index são normalmente monomodo, pois assim evitam um efeito conhecido como dispersão modal. Esse efeito ocorre pois em cada modo as ondas se propagam com velocidades diferentes. Portanto, um sinal que se propagasse na fibra excitaria

diferentes modos, e as energias das diferentes partes do sinal que se propagam por esses modos chegariam em momentos diferentes no fim do guia. Para um pulso, isso acarretaria em seu alargamento no tempo.

Nesse trabalho, as fibras serão consideradas step-index e monomodo, não levando em conta portanto os efeitos de dispersão modal.

2.3. Dispersão de Velocidade de Grupo (Dispersão Cromática)

Na equação (16), nota-se que o índice de refração possui uma relação de dependência com a frequência da onda. Essa dependência decorre da permissividade elétrica do meio, que por sua vez, decorre da susceptibilidade do material. Essa relação é responsável pelo efeito conhecido como dispersão cromática.

A dispersão cromática, também conhecida como dispersão intramodal, ocorre devido ao fato de cada componente espectral de um pulso de largura de banda finita se propagar sobre influência de um índice de refração diferente. Essa dependência do índice de refração em relação à frequência da onda é o que também explica o fenômeno de separação de cores na incidência da luz sobre um prisma, sendo portanto a origem do termo dispersão cromática.

Outra forma de analisar essa dispersão é através da velocidade de grupo, que é a velocidade com a qual a energia de um modo específico se propaga pela fibra. A velocidade de grupo também é dependente da frequência (e portanto do comprimento de onda), ocorrendo uma maior dispersão quanto maior a largura espectral do sinal emitido. Na fibra óptica, a dispersão cromática tem duas principais origens: dispersão material e dispersão do guia de onda.

Conforme um sinal se propaga ao longo da fibra, cada componente espectral sofre um atraso no tempo por unidade de comprimento chamado atraso de grupo, que é dado por [5]:

$$\frac{t_g}{L} = \frac{1}{V_g} = -\frac{\lambda^2}{2\pi c} \frac{\partial \beta}{\partial \omega} \quad (19)$$

Onde L é a distância percorrida pelo pulso, β é a constante de propagação ao longo do eixo da fibra, a constante de propagação geral $k = 2\pi/\lambda$, e V_g é a velocidade de grupo.

Como cada componente espectral se propaga com uma velocidade diferente na fibra, todas não chegam simultaneamente no final. Um pulso com largura de banda finita emitido sofreria portanto um alargamento no tempo, ou seja uma distorção. Em uma transmissão digital,

onde diversos símbolos são transmitidos em sequência, esse alargamento pode causar interferência intersimbólica (ISI – Inter Symbolic Interference) que é quando símbolos vizinhos se interferem a ponto de causar erros no instante de decisão.

O fator de dispersão D mede o alargamento de pulso causado pela dispersão cromática em picosegundos por quilometro por nanômetro [ps/(nm • km)], e é definido por [5]:

$$D = -\frac{2\pi c}{\lambda^2} \beta_2 \quad (20)$$

$$\beta_2 = \frac{\partial^2 \beta}{\partial \omega^2} \quad (21)$$

Onde β_2 é o parâmetro GVD, que determina quanto um pulso de luz se alarga ao atravessar a fibra. Essa dispersão é resultado conjunto da dispersão material e da dispersão do guia de onda, mas é comum em muitos casos, por simplicidade, analisar cada dispersão separadamente e somar seus efeitos para obter a dispersão total do modo.

A dispersão material é a que de fato surge da variação do índice de refração em função da frequência. A dispersão do guia de onda tem origem no fato de que parte da luz na fibra se propaga pela casca, e esta viaja mais rápido do que a parte contida no núcleo. Este efeito, portanto, está muito atrelado à construção da fibra óptica, como o próprio nome sugere [5].

Numa aproximação aditiva dos dois tipos de dispersão, existem regiões de comprimento de onda onde os dois efeitos podem cancelar a dispersão total. Isso permite desenvolver fibras com comportamentos específicos de dispersão, conforme a aplicação desejada.

2.4. Dispersão de Modos de Polarização (PMD)

A dispersão por modo de polarização ou PMD (Polarization Mode Dispersion) tem sua origem no efeito chamado birrefringência. A birrefringência é um fenômeno que faz com que os dois modos de polarização ortogonais da onda enxerguem índices de refração diferentes e, portanto, se propaguem em velocidades de fase diferentes. A birrefringência é definida como [5]:

$$\beta_f = n_x - n_y \quad (22)$$

Onde n_y é o índice de refração do modo de polarização no eixo y e n_x , o índice de refração do modo de polarização no eixo x. Um pulso emitido em uma fibra monomodo com polarização linear ao sofrer PMD, tem sua componente de polarização em y viajando com uma velocidade diferente em relação a componente de polarização em x, o que acarreta em desvios na orientação da polarização e isso faz com que os sinais em cada modo de polarização cheguem ao final com um atraso relativo Δt_{pol} causando um alargamento do pulso. O atraso, conhecido como atraso diferencial, é dado por [5]:

$$\Delta t_{pol} = \left| \frac{L}{v_{gx}} - \frac{L}{v_{gy}} \right| \quad (24)$$

A birrefringência é causada por imperfeições físicas ao longo da fibra como: núcleos não circulares, variações no índice de refração, assimetrias, e estresses mecânicos como dobras e torças na fibra. Esses fatores trazem certa imprevisibilidade no comportamento da PMD, de modo que a equação (25) não pode ser usada para estimar diretamente essa distorção. Ao invés disso, um tratamento estatístico é necessário para encontrar o atraso de propagação entre os modos.

3. Transmissão Digital de Sistemas Ópticos Coerentes

Inicialmente, as técnicas de modulação digital empregadas consistiam em modulação da amplitude apenas do sinal de portadora, ou seja, variar a intensidade de campo da onda eletromagnética para codificar os bits. Esse método é conhecido com OOK (On-Off Keying), sendo largamente utilizado nas primeiras gerações de sistemas ópticos.

Nos sistemas coerentes, são utilizados formatos de modulação digital mais complexos, que usam, além da amplitude, a fase da portadora para codificar informação. Esses métodos permitem aumentar a eficiência espectral do sinal, ou seja, a quantidade de informação digital que é transmitida para uma determinada largura de banda de sinal. Dentre esses formatos de modulação, destacam-se: QPSK (Quadrature Phase Shift-Keying), 8PSK, 16QAM (16 Quadrature Amplitude Modulation), 64QAM, etc. O formato aplicado para transmissão 100Gb/s é o QPSK.

3.1. Modulação IQ

O método utilizado para gerar os formatos de modulação acima mencionados, é a de modulação IQ. O princípio dessa modulação é se utilizar das componentes I (In-phase, ou em fase) e Q (Quadrature, ou quadratura) do sinal modulado para gerá-lo, permitindo a modulação tanto em fase quanto amplitude.

Supondo um sinal modulado $g(t)$ [1]:

$$g(t) = a(t)\text{sen}(2\pi f_c t + \phi(t)) \quad (24)$$

Em que f_c é a frequência da portadora, $a(t)$ é a amplitude ou envelope do sinal modulado, e $\phi(t)$ a sua fase. Usando relações trigonométricas podemos escrever [1]:

$$g(t) = a(t)[\text{sen}(2\pi f_c t) \cos \phi(t) + \cos(2\pi f_c t) \text{sen} \phi(t)] \quad (25)$$

$$g(t) = g_I(t) \text{sen}(2\pi f_c t) + g_Q(t) \cos(2\pi f_c t) \quad (26)$$

O termo $g_Q(t) = a(t)\sin \phi(t)$ é chamado de componente em fase, e o termo $g_I(t) = a(t)\cos \phi(t)$ é chamado de componente em quadratura. Nota-se que o termo $g_I(t) \text{sen}(2\pi f_c t)$ se encontra deslocado em 90° em relação ao componente $g_Q(t)\cos(2\pi f_c t)$. Isso pode ser também visualizado escrevendo esses componentes na forma fasorial. A figura (3) mostra o sinal modulado na forma fasorial $\tilde{g}(t)$.

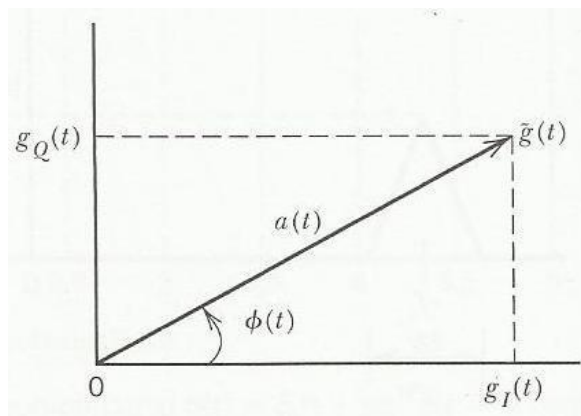


Figura 3 - Diagrama Fasorial das Componentes IQ. Retirado de [1].

Nessa representação, a componente em fase $g_I(t)$ se torna a projeção de g no eixo real e a componente em quadratura $g_Q(t)$ se torna a projeção de $\tilde{g}(t)$ no eixo complexo. O sinal $\tilde{g}(t)$, também chamado de envoltória complexa, é definido:

$$\tilde{g}(t) = g_I + jg_Q \quad (27)$$

Tendo em vista as equações anteriores, os formatos de modulação mencionados podem ser gerados através da seguinte estrutura:

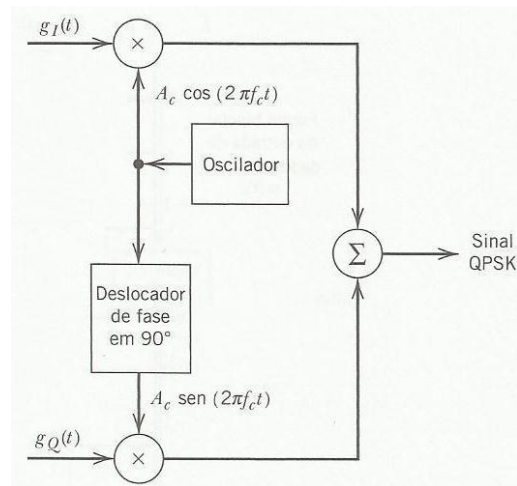


Figura 4 - Diagrama de blocos básico de um modulador IQ. Retirado de [1].

Onde dois sinais de informação distintos em banda base $g_I(t)$ e $g_Q(t)$ modulam portadoras defasadas de 90° entre si, e os sinais resultantes são combinados para dar origem ao sinal modulado em fase e/ou amplitude.

3.2. Chaveamento de Quadrifase (QPSK, Quadrature Phase Shift-Keying)

O formato de modulação utilizado na transmissão 100Gb/s é o QPSK (Quadrature Phase Shift-Keying, ou Chaveamento de Quadrifase). Nesse formato, pares de bits são codificados na fase da portadora, resultando em 4 símbolos diferentes possíveis de serem transmitidos:

$$s(t) = \begin{cases} A \cos\left(2\pi f_c t + \frac{\pi}{4}\right), & \text{para 11} \\ A \cos\left(2\pi f_c t + \frac{3\pi}{4}\right), & \text{para 01} \\ A \cos\left(2\pi f_c t + \frac{5\pi}{4}\right), & \text{para 00} \\ A \cos\left(2\pi f_c t + \frac{7\pi}{4}\right), & \text{para 10} \end{cases} \quad (28)$$

A equação (28) é um caso particular da equação (24), em que não há informação sendo transmitida na amplitude da portadora, apenas na fase. Desse modo, $a(t)$ se torna constante, A , para todos os símbolos enquanto $\vartheta(t)$ pode assumir quatro valores distintos igualmente espaçados entre si por $\pi/2$ radianos.

Ao representar o sinal modulado QPSK em forma fasorial, obtêm-se o diagrama mostrado na figura (5).

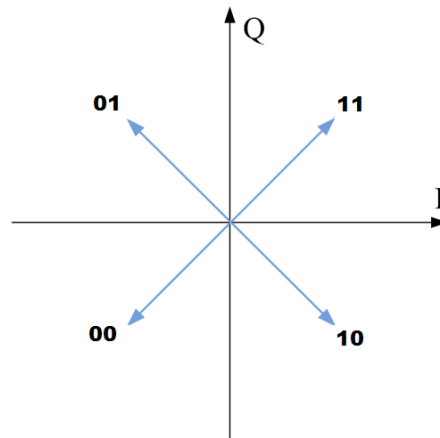


Figura 5 - Possíveis vetores do sinal modulado QPSK.

Os vetores da figura (5) podem ser substituídos por pontos, numa representação conhecida como espaço de sinais. O conjunto de pontos que representam um determinado formato de modulação são chamados de constelação [1].

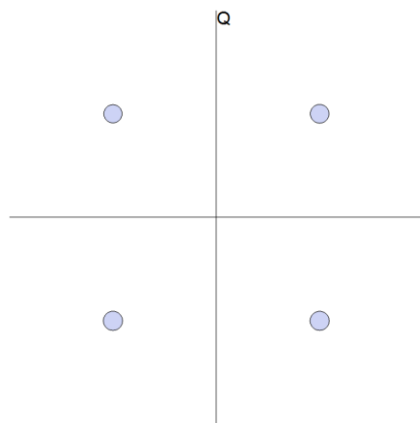


Figura 6 - Constelação do sinal QPSK.

3.3. Conversão Eletro-Óptica

Nas comunicações ópticas, a informação que se transmite está no domínio digital e elétrico. Portanto, no processo de modulação, deverá ocorrer uma transição do domínio elétrico para o domínio óptico, denominada conversão eletro-óptica.

Nas primeiras gerações de sistemas ópticos a modulação era direta, ou seja, era realizada na própria corrente do diodo laser, que é a fonte de luz [6]. Entretanto, para reduzir o efeito de gorjeio da fonte [6] e para realizar modulações mais complexas, como as que envolvem fase da portadora, o uso de moduladores externos se fez necessário.

Os moduladores IQ ópticos tem sua estrutura composta por moduladores mais simples: como o modulador Mach-Zehnder (MZM – Mach-Zehnder Modulator) e o modulador de fase (PM – Phase Modulator).

O modulador de fase, ou PM, é comumente fabricado como um guia de onda sobre um substrato eletro-óptico, sendo o Niobato de Lítio (LiNbO_3) o mais usado [6]. Nesse tipo de estrutura, um eletrodo localizado em volta ao guia aplica um campo elétrico que muda o índice de refração do guia naquele ponto. Dessa forma, a velocidade da onda que percorre o guia muda nesse trecho de interação com o eletrodo, alterando a fase do sinal de saída.

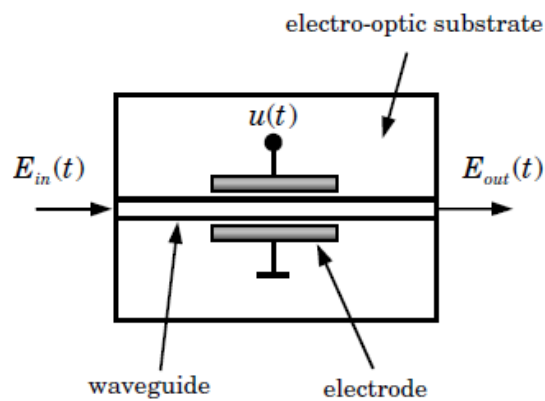


Figura 7 - Modulador de Fase (PM) Óptico. Retirado de [6].

Onde $E_{in}(t)$ é o campo da portadora óptica, $u(t)$ é o sinal elétrico aplicado no eletrodo, e $E_{out}(t)$ é o sinal modulado em fase. E relação entre essas três variáveis é expressa por:

$$E_{in}(t) = A_S e^{j(\omega_0 t + \varphi_S)} \quad (29)$$

$$E_{out}(t) = E_{in}(t) e^{j\left(\frac{u(t)}{V_\pi}\pi\right)} \quad (30)$$

Onde V_π é o parâmetro que indica a tensão necessária para variar a fase da portadora em π radianos (ou 180°).

O modulador Mach-Zehnder, ou MZM, é uma estrutura conhecida como interferômetro, que permite a modulação de amplitude a partir da modulação de fase da portadora. A figura (8) mostra um MZM construído a partir utilizando dois PMs.

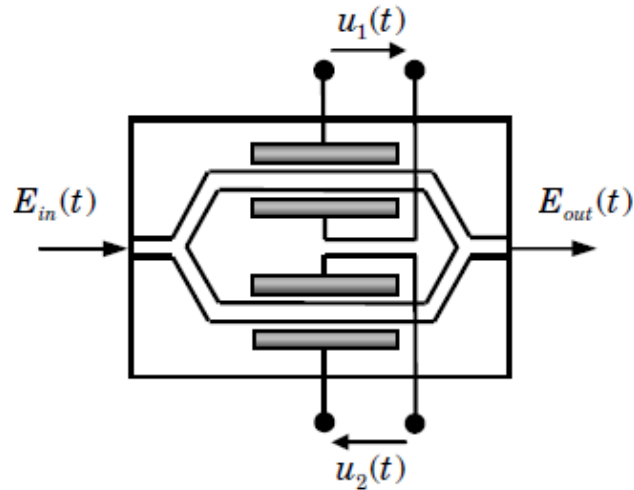


Figura 8 - Modulador Mach-Zehnder. Retirado de [6].

Para realizar a modulação de amplitude, o MZM precisa operar em modo push-pull, ou seja, os dois sinais elétricos u_1 e u_2 precisam satisfazer:

$$u_1(t) = -u_2(t) = \frac{u(t)}{2} \quad (31)$$

Considerando a figura 8, pode-se dizer que o campo resultante $E_{out}(t)$ é dado por:

$$E_{out}(t) = \frac{E_{in}(t)}{2} \left(e^{j\frac{u_1(t)}{V_\pi}\pi} + e^{j\frac{u_2(t)}{V_\pi}\pi} \right) \quad (32)$$

Podemos usar a relação expressa pela equação 30 para obter:

$$E_{out}(t) = E_{in}(t) \cos\left(\frac{u(t)}{2V_\pi}\pi\right) \quad (33)$$

A equação (33) mostra que a relação entre o sinal modulante e o sinal óptico modulado é não-linear e, elevando a expressão ao quadrado, pode-se obter função de transferência de potência:

$$\frac{P_{out}(t)}{P_{in}(t)} = \frac{1}{2} + \frac{1}{2} \cos\left(\frac{u(t)}{V_\pi}\pi\right) \quad (34)$$

A figura (9) mostra as curvas de transferência de campo e de potência do MZM e dos pontos de operações comumente utilizados: mínima transmitância e quadratura. O ponto de mínima transmitância é o utilizado para QPSK, pois permite a modulação de fase da portadora.

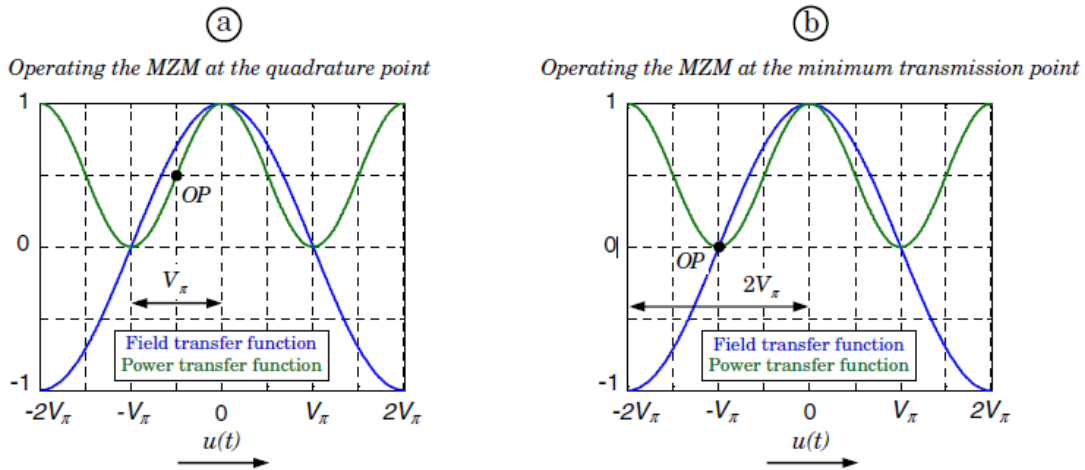


Figura 9 - Curvas de transferência de campo (azul) e potência (verde) do MZM e os dois pontos de operação possíveis: quadratura (a) e mínima transmitância (b). Retirada de [6].

O modulador óptico IQ segue a estrutura básica mostrada na figura (9), utilizando dois MZM e um PM em sua arquitetura, como mostra a figura (10). Cada MZM é responsável por modular uma componente I/Q do sinal, e o PM é ajustado para defasá-las em 90° entre si. Assim, as duas componentes moduladas se recombinam para formar o sinal modulado final.

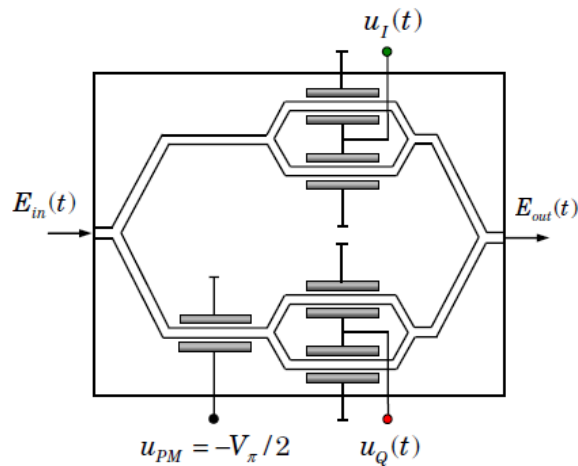


Figura 10 - Modulador IQ implementado a partir de 2 MZMs e um PM. Retirado de [6].

A equação 34 mostra a função de transferência de campo para o modulador IQ:

$$E_{out}(t) = \frac{E_{in}(t)}{2} \left(\cos\left(\frac{u_I(t)}{2V_\pi}\pi\right) + j \cdot \cos\left(\frac{u_Q(t)}{2V_\pi}\pi\right) \right) \quad (35)$$

Para que aumentar ainda a mais a eficiência espectral, a transmissão coerente utiliza da multiplexação de polarização. Seguindo a padronização estabelecida pela OIF (Optical Internetworking Forum), o formato 100Gb/s coerente, chamado DP-QPSK (Dual Polarization - QPSK), multiplexa dois sinais ópticos QPSK de mesma frequência em duas polarizações

ortogonais: X e Y [7]. Isso permite que a eficiência espectral do sinal dobre, atingindo taxas de dados de 100Gb/s para uma taxa de símbolos de 25 GBaud (que, na prática, aumenta para 32GBaud ao se considerar os bits extras adicionados para os códigos de correção de erro).

A figura (11) mostra o esquemático para um modulador DP-QPSK. Nessa estrutura, dois moduladores IQ são utilizados, um para cada polarização, sendo que após a modulação um dos sinais ópticos tem sua polarização rotacionada até se tornar ortogonal a outra. As duas polarizações são então combinadas, formando um sinal DP-QPSK.

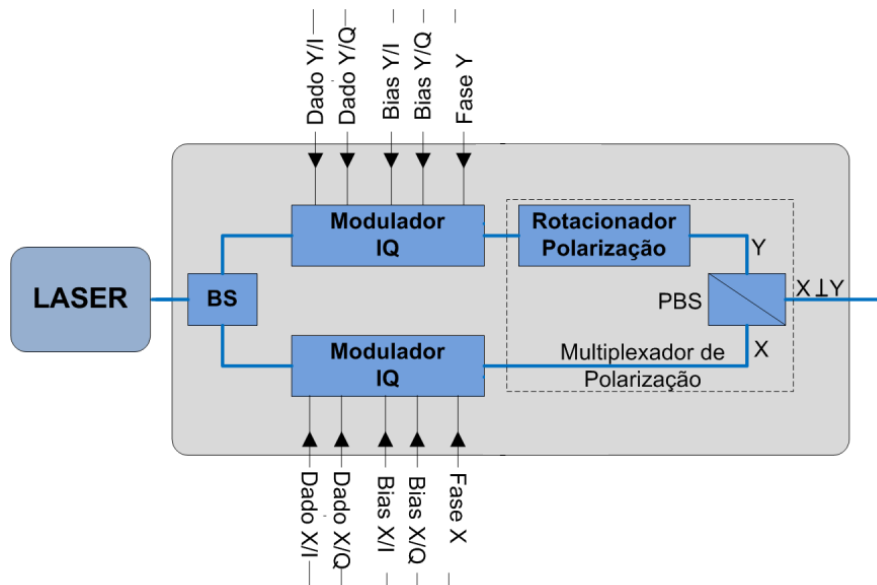


Figura 11 - Diagrama de blocos de transmissor óptico com multiplexação de polarização. Retirado de [7].

4. Recepção do Sinal Óptico e Demodulação

4.1. Detecção Coerente

A detecção coerente possibilita obter a informação de amplitude, fase, frequência e polarização do sinal óptico, sendo então empregada na demodulação de sinais com formatos de modulação complexos, como QPSK por exemplo [6].

A detecção coerente consiste em realizar o batimento do sinal modulado com um sinal coerente em fase gerado pelo oscilador local no receptor. Outra vantagem trazida pela detecção coerente é a capacidade de operar selecionando canais em sistemas WDM (Wavelength Division Multiplexing) através da variação da frequência do laser [6].

O sinal óptico do oscilador local é gerado por um laser de largura de linha estreita. Para exemplificar, pode-se escrever o sinal óptico modulado e o sinal do oscilador local em suas formas exponenciais complexas [2][7]:

$$E_S(t) = A_S \cdot a(t) \cdot e^{j(\omega_0 t + \varphi_S + \vartheta(t))} \quad (36)$$

$$E_{LO}(t) = A_{LO} \cdot e^{j(\omega_{LO} t + \varphi_{LO})} \quad (37)$$

$E_S(t)$ é o campo elétrico do sinal modulado, sendo A_S , ω_0 e φ_S , respectivamente, a amplitude, a frequência e a fase inicial da portadora. Os termos $a(t)$ e $\vartheta(t)$ correspondem a modulação de amplitude e fase do sinal, respectivamente. E_{LO} , A_{LO} , ω_{LO} e φ_{LO} são, respectivamente, o campo elétrico, a amplitude, a frequência e fase inicial do laser do oscilador local. A potência que incide no fotodetector, dispositivo responsável por converter o sinal do domínio óptico para o elétrico, é dada por:

$$P = K|E_S + E_{LO}|^2 \quad (38)$$

Onde K é uma constante de proporcionalidade. Usando as equações (36) e (37) na equação (38), temos que:

$$P(t) = P_S + P_{LO} + 2\sqrt{P_S P_{LO}} \cos(\omega_{FI} t + \vartheta(t) + \varphi_S - \varphi_{LO}) \quad (39)$$

$$P_S = K A_S^2 a(t)^2 \quad (40)$$

$$P_{LO} = K A_{LO}^2 \quad (41)$$

$$\omega_{FI} = \omega_0 - \omega_{LO} \quad (42)$$

A frequência ω_{FI} é chamada de frequência intermediária, e dependendo do seu valor têm-se dois tipos de detecção coerente: homódina e heteródina.

Na detecção homódina, $\omega_{LO} = \omega_0$, portanto, $\omega_{FI} = 0$. Na detecção heteródina, $\omega_{LO} \neq \omega_0$, e portanto, $\omega_{FI} \neq 0$. A detecção homódina traz como vantagem uma maior potência elétrica média no receptor e a possibilidade de uso para detecção de fase, que não é possível em detecção direta ou não-coerente [2].

4.2. Conversão Opto-Elétrica

Para realizar a conversão do domínio óptico para o elétrico, usa-se um dispositivo chamado fotodiodo ou fotodetector. O fotodiodo é um dispositivo semiconductor, e pode ser

descrito simplificadamente como uma junção p-n que ao ser polarizada reversamente, cria uma corrente proporcional a potência do campo eletromagnético que incide na junção.

A corrente do fotodetector é dada pela relação:

$$I = R \cdot P \quad (42)$$

Onde R é a responsividade do receptor, expressa em A/W (Ampére/Watt), e P é a potência instantânea do sinal óptico, em Watts. A partir da equação (39), a corrente elétrica do sinal demodulado é dada por:

$$I(t) = R(P_S + P_{LO}) + 2R\sqrt{P_S P_{LO}} \cos(\omega_{FI}t + \phi(t) + \phi_S - \phi_{LO}) \quad (43)$$

O segundo termo da equação contém a informação da fase do sinal transmitido na forma de intensidade de corrente. Para ocorrer a demodulação da informação de fase $\phi(t)$, além da detecção ser homódina ($\omega_{FI} = 0$), a fase inicial da portadora ϕ_S e a fase do oscilador local ϕ_{LO} devem ser iguais. Porém na prática, o sinal recebido e o oscilador local dificilmente conseguem ser ajustados para terem a mesma fase e frequência.

A solução comumente usada em sistemas ópticos coerentes é a chamada detecção intradina, onde são admitidos certos desvios de fase e de frequência entre sinal recebido e oscilador local que são posteriormente corrigidos no DSP por algoritmos de estimação de frequência e de fase [7].

Considerando que a modulação de sinais com formatos complexos (DP-QPSK, no caso de transmissão 100Gb/s) se dá pela modulação IQ, é necessário que sejam extraídas na demodulação as componentes I e Q do sinal. Para tanto, usa-se nos receptores um dispositivo óptico chamado híbrida de 90°.

A híbrida de 90° é um dispositivo MIMO (Multiple Input Multiple Output) 2x4, ou seja, com duas entradas e quatro saídas. Nas entradas incidem o sinal recebido e o oscilador local, resultando nas saídas quatro sinais ópticos defasados de 90° entre si, seguindo a relação expressa na equação (44) [6][7].

$$\begin{pmatrix} E_{out_1} \\ E_{out_2} \\ E_{out_3} \\ E_{out_4} \end{pmatrix} = \frac{1}{2} \begin{pmatrix} E_S + E_{LO} \\ E_S + jE_{LO} \\ E_S - E_{LO} \\ E_S - jE_{LO} \end{pmatrix} \quad (44)$$

A partir daí, os sinais em fase e quadratura podem ser obtidos através de uma estrutura chamada detector balanceado. O detector balanceado consiste de dois fotodiodos balanceados cuja corrente resultante é convertida em tensão e amplificada por amplificador de transimpedância. A figura (12) mostra ilustra como uma híbrida e dois detectores balanceados podem ser usados para obter as componentes em fase e quadratura do sinal recebido.

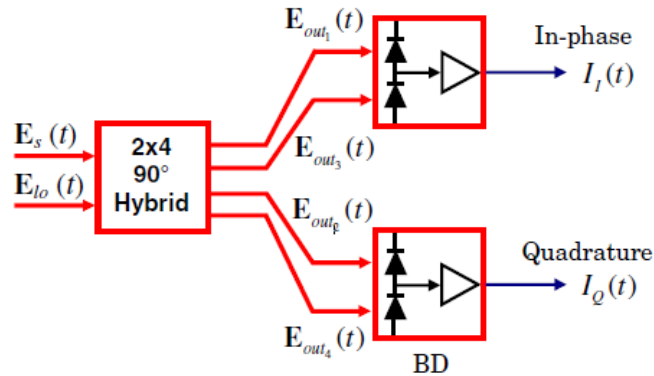


Figura 12 - Demodulação das componentes I e Q a partir de uma híbrida de 90° e dois detectores balanceados. Retirado de [6].

Escolhendo sinais defasados de 180° entre si (E_{out1} e E_{out3} para I, E_{out2} e E_{out4} para Q) de modo que cada um incida separadamente em cada fotodiodo do detector balanceado, e admitindo que $\omega_{FI} = 0$ e $\varphi_s = \varphi_{LO}$, pode-se escrever a corrente resultante na entrada do amplificador de transimpedância como [7]:

$$I_I(t) = R \cdot K |E_{out1}|^2 - R \cdot K |E_{out3}|^2 = 2R\sqrt{P_S P_{LO}} \cos(\varnothing(t)) \quad (45)$$

$$I_Q(t) = R \cdot K |E_{out2}|^2 - R \cdot K |E_{out4}|^2 = 2R\sqrt{P_S P_{LO}} \sin(\varnothing(t)) \quad (46)$$

Para a demultiplexação de sinal com diversidade de polarização, que é o caso do DP-QPSK, o receptor inclui um dispositivo chamado PBS (Polarization Beam Splitter) que decompõe o sinal óptico em suas componentes ortogonais de polarização. Duas híbridas em conjunto com dois detectores balanceados se encarregam de demodular cada componente de polarização do sinal, resultando em quatro sinais elétricos diferentes: sinal em fase da polarização X (XI), sinal em quadratura da polarização X (XQ), sinal em fase da polarização Y (YI), sinal em quadratura da polarização Y (YQ). Nesse esquema de recepção, o sinal do oscilador local deve se encontrar linearmente polarizado em 45°, de modo que possa ser decomposto no receptor em componentes de polarização ortogonais, alinhando-as com as componentes de polarização do sinal durante o batimento.

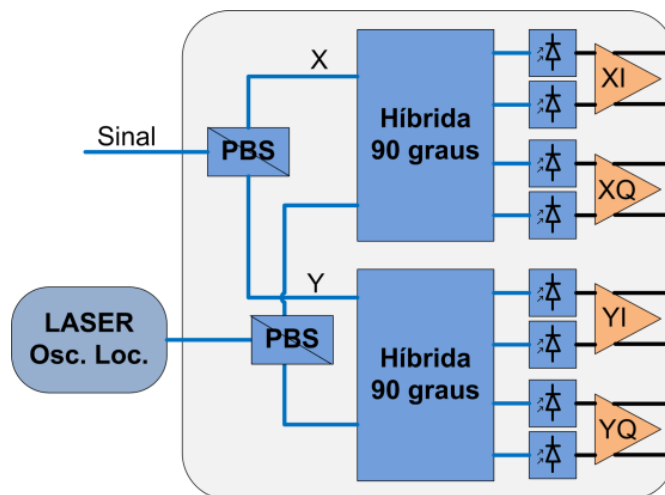


Figura 13 - Diagrama de blocos de receptor coerente para sinal óptico com multiplexação de polarização. Retirado de [7].

5. Algoritmos de Processamento Digital de Sinal para Transmissão Coerente

O processamento digital de sinal é parte fundamental dos sistemas coerentes 100Gb/s, sendo responsável pela correção e compensação de diversos efeitos do canal e dos componentes. A figura (14) mostra um diagrama com os blocos mais comuns que compõem o DSP, situado após a recepção, demodulação, amostragem e digitalização do sinal.

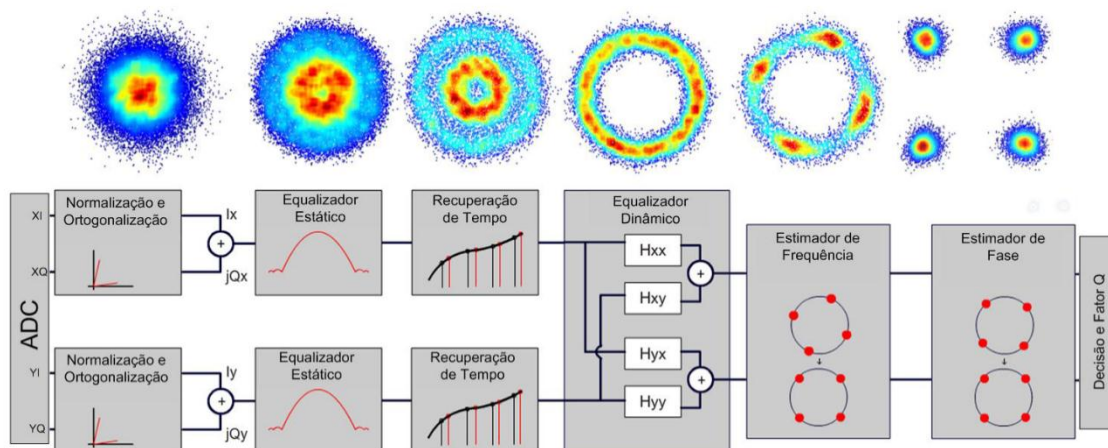


Figura 14 - Blocos de algoritmos que compõem o DSP. Retirado de [7].

A seguir, uma breve descrição da função de cada bloco [7]:

- **Normalização e Ortogonalização:** corrige desvio de quadratura entre componentes IQ, normalmente causadas pela híbrida de 90°, bem como desequilíbrio de potência entre elas.
- **Equalização Estática:** responsável pela compensação de dispersão cromática, podendo atuar no domínio do tempo ou da frequência.

- **Recuperação de Tempo:** atua para sincronizar o receptor com o sinal transmitido para garantir que a detecção do símbolo seja feita no instante apropriado.
- **Equalizador Dinâmico:** responsável por desmisturar os sinais de cada polarização, equalizar e acompanhar variações no estado do canal. Por ser um filtro dinâmico, ou seja, tem seus coeficientes constantemente atualizados é capaz de mitigar os efeitos aleatórios da PMD.
- **Estimação de Frequência:** estima e corrige o desvio de frequência entre o sinal e o oscilador local.
- **Estimação de Fase:** estima a fase dos símbolos recebidos.

Neste trabalho, serão estudados e implementados os blocos de Equalização Estática, Equalização Dinâmica e Estimação de Fase. Os outros blocos podem ser ignorados, pois no ambiente de simulação pode-se criar um cenário ideal onde não ocorreriam os efeitos que exigiriam a presença dos mesmos (exemplo: desvio de frequência entre sinal e oscilador local).

5.1. Equalizador Estático: Equalização no Domínio do Tempo (TDE – Time Domain Equalization)

Esse algoritmo consiste na implementação de um filtro digital não recursivo (um filtro FIR, Finite Duration Response, no caso) a partir da modelagem da dispersão cromática na fibra óptica. Ela pode ser descrita pela equação diferencial parcial [7][8]:

$$\frac{\partial x(z,t)}{\partial z} = j \frac{D\lambda^2}{4\pi c} \frac{\partial^2 x(z,t)}{\partial t^2} \quad (47)$$

Em que $x(z, t)$ é o campo elétrico do sinal na fibra em função da distância z e do tempo t ; D é o fator de dispersão da fibra; λ é comprimento de onda do laser; c é a velocidade da luz; e j é o número imaginário puro.

Aplicando a transformada de Fourier em ambos os lados da equação, obtém-se a solução da equação no domínio da frequência [8]:

$$G(z, \omega) = e^{j \frac{D\lambda^2 z}{4\pi c} \omega^2} \quad (48)$$

Onde ω a é a frequência angular. Criando um filtro passa-tudo com resposta em frequência $1/G(z, \omega)$ é possível compensar o efeito da dispersão cromática. Obtem-se assim [8]:

$$G_C(z, \omega) = e^{-j \frac{D\lambda^2 z}{4\pi c} \omega^2} \quad (49)$$

Como a equalização será feita no domínio do tempo, faz-se a transformada de Fourier inversa para que se obtenha a resposta ao impulso [8].

$$g_c(t) = \sqrt{\frac{jc}{D\lambda^2 z}} e^{-j\frac{\pi c}{D\lambda^2 z} t^2} \quad (50)$$

Dado que a resposta ao impulso obtida é de duração infinita e não-causal e quer-se implementar um filtro digital de resposta finita, é necessário truncar no tempo essa função para evitar aliasing do sinal amostrado. O efeito de aliasing irá ocorrer para frequências maiores do que a frequência de Nyquist $\omega_n = \pi/T$, onde T é o intervalo de amostragem. A resposta ao impulso pode ser considerada um fasor com fase dada por [8]:

$$\phi(t) = \frac{\pi c}{D\lambda^2 z} t^2 \quad (51)$$

E a frequência angular é dada por:

$$\omega = \frac{2\pi c}{D\lambda^2 z} t \quad (52)$$

Considerando que a condição para evitar o aliasing deve ser $-\omega_n \leq \omega \leq \omega_n$, tem-se que:

$$-\frac{|D|\lambda^2 z}{2cT^2} \leq t \leq \frac{|D|\lambda^2 z}{2cT^2} \quad (53)$$

Com isso, o filtro FIR pode ser implementado através de uma linha de atraso (ou tapped delay line) com coeficientes dados por [7][8]:

$$a_k = \sqrt{\frac{j c T^2}{D \lambda^2 z}} e^{-j \frac{\pi c T^2}{D \lambda^2 z} k^2} \quad (54)$$

O número máximo de coeficientes ou taps é limitado por:

$$N = 2 \left\lfloor \frac{|D|\lambda^2 z}{2cT^2} \right\rfloor + 1 \quad (55)$$

Sendo que índice de coeficientes k é limitado pelo intervalo:

$$-\left\lfloor \frac{N}{2} \right\rfloor \leq k \leq \left\lfloor \frac{N}{2} \right\rfloor \quad (56)$$

Observa-se que o algoritmo calcula um limite máximo para o número de coeficientes automaticamente conforme os valores de fator de dispersão D, comprimento de onda lambda, intervalo de amostragem T, e comprimento da fibra z. O algoritmo irá compensar a dispersão apenas em uma faixa limitada pela frequência de Nyquist, ou seja:

$$-\frac{0,5}{T} \leq \omega \leq \frac{0,5}{T} \quad (57)$$

É válido ressaltar que pode ser escolhido qualquer número de taps para o filtro, desde que não seja maior do que o valor máximo N.

5.2. Algoritmo de Módulo Constante (CMA – Constant Modulus Algorithm)

O princípio básico de um equalizador dinâmico é o de usar um algoritmo adaptativo que tenta buscar a resposta inversa de canal com resposta variante no tempo. A fibra óptica é um exemplo desse tipo de canal, sendo então conveniente a implementação desse tipo de equalizador para corrigir as penalidades impostas ao sinal.

Na transmissão coerente com multiplexação de polarização, o equalizador adaptativo tem duas funções principais: a demultiplexação das polarizações ortogonais, que podem vir a se misturar durante a propagação pela fibra ou outros elementos do sistema, sendo necessário a recuperação das informações codificadas em cada uma; e a compensação de dispersões, como a dispersão cromática residual e em especial a dispersão dos modos de polarização (PMD) por afetar o estado de polarização do sinal [7].

O algoritmo escolhido para ser estudado e implementado é o Algoritmo de Módulo Constante (CMA – Constant Modulus Algorithm). Este algoritmo usa o critério de módulo de constante para equalizar o sinal partindo do princípio de que o sinal modulado possui amplitude constante, o que se encaixa perfeitamente para o sinal QPSK [7] [9].

O estado de polarização de um sinal óptico pode ser expresso pelas componentes vetoriais de campo elétrico: $[E_x, E_y]$. A mudança do estado de polarização de um sinal que se propaga pela fibra pode ser representada pela matriz de Jones [9]:

$$\begin{pmatrix} E'_x \\ E'_y \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} \sqrt{\alpha}e^{i\delta} & -\sqrt{1-\alpha} \\ \sqrt{1-\alpha} & \sqrt{\alpha}e^{-i\delta} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} E_x \\ E_y \end{pmatrix} \quad (58)$$

Onde α é o fator de divisão de potência entre polarizações e δ é a diferença de fase entre as polarizações. O vetor $[E'_x, E'_y]$ é estado de polarização do sinal recebido após a propagação. O objetivo do algoritmo é encontrar de forma adaptativa a matriz inversa do canal, de forma que o sinal convirja com o tempo para o estado $[E_x, E_y]$:

$$\begin{pmatrix} E_x \\ E_y \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} p_{xx} & p_{xy} \\ p_{yx} & p_{yy} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} E'_x \\ E'_y \end{pmatrix} \quad (59)$$

$$p_{xy} = -p_{yx}^* \quad (60)$$

$$p_{yy} = p_{xx}^* \quad (61)$$

Onde p_{xx} , p_{xy} , p_{yx} e p_{yy} são os coeficientes da matriz inversa que devem ser atualizados pelo algoritmo segundo:

$$p_{xx}(n+1) = p_{xx}(n) + \mu \cdot \varepsilon_X \cdot E_X \cdot E_X'^* \quad (62)$$

$$p_{xy}(n+1) = p_{xy}(n) + \mu \cdot \varepsilon_X \cdot E_X \cdot E_Y'^* \quad (63)$$

$$p_{yx}(n+1) = p_{yx}(n) + \mu \cdot \varepsilon_Y \cdot E_Y \cdot E_X'^* \quad (64)$$

$$p_{yy}(n+1) = p_{yy}(n) + \mu \cdot \varepsilon_Y \cdot E_Y \cdot E_Y'^* \quad (65)$$

Onde μ é a constante de convergência e ε_X e ε_Y são as funções de erro que devem ser minimizadas, calculadas por:

$$\varepsilon_X = 1 - |E_X|^2 \quad (66)$$

$$\varepsilon_Y = 1 - |E_Y|^2 \quad (67)$$

Os coeficientes da matriz não estão restritos a serem escalares, podendo ser expressos por um vetor de coeficientes, o que os leva a serem implementados como 4 filtros FIR com número de taps variáveis. Dessa forma, as saídas $[E_X, E_Y]$ podem ser expressas por:

$$E_X(n) = \sum_{m=1}^L p_{xx}(n)E_x'(n+m-1) + p_{xy}(n)E_y'(n+m-1) \quad (68)$$

$$E_Y(n) = \sum_{m=1}^L p_{yx}(n)E_x'(n+m-1) + p_{yy}(n)E_y'(n+m-1) \quad (69)$$

Onde L é o número de taps dos filtros. O diagrama de blocos do algoritmo é mostrado na figura (15).

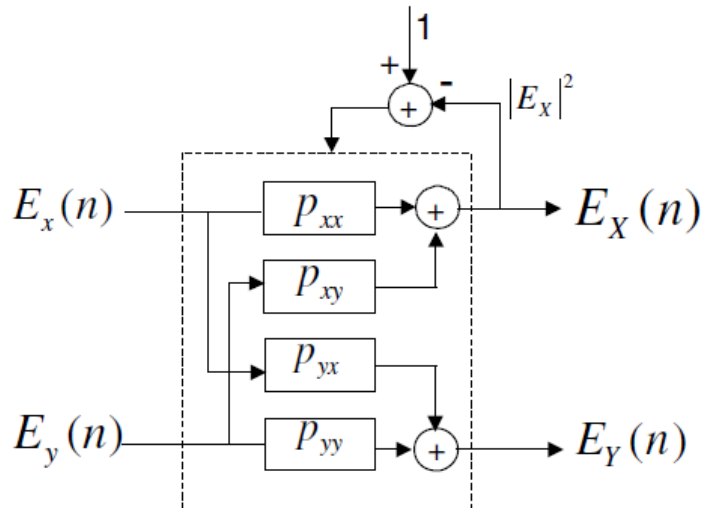


Figura 15 - Diagrama de blocos do CMA. Retirado de [9].

Os valores dos taps dos filtros devem ser inicializados todos em zero, exceto para os taps centrais de p_{xx} e p_{yy} que devem ser inicializados em 1.

5.3. Estimação de Fase

O algoritmo de estimação se faz necessário após a equalização dinâmica, pois apesar de convergir o sinal para uma amplitude unitária, não é capaz de discriminar os valores de fase. Além disso, permite recuperar o sinal ante a presença de ruído de fase, comumente causada pela largura de linha dos lasers usados na transmissão e recepção, e compensar o desvio de fase entre o oscilador local e a portadora do sinal modulado [7].

O algoritmo segue o esquemático mostrado na figura (16) [10]:

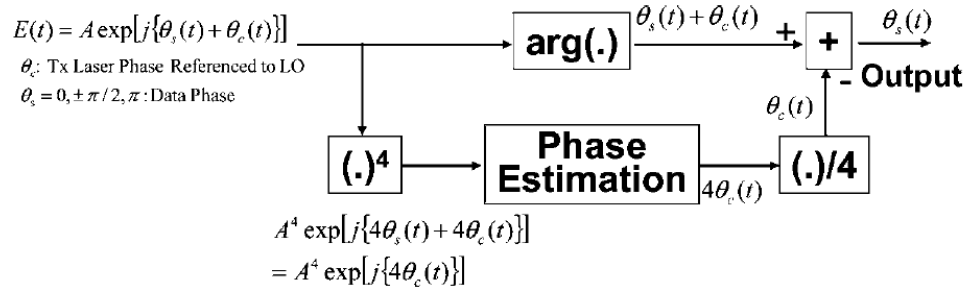


Figura 16 - Diagrama de blocos do estimador de fase. Retirado de [10].

O princípio desse algoritmo é extrair do sinal recebido $E(t)$ o componente de desvio de fase $\theta_c(t)$ e subtraí-lo da fase total do sinal, obtendo apenas o termo da modulação de fase $\theta_s(t)$.

Para o caso de um sinal QPSK, parte-se do princípio de que os valores que $\theta_s(t)$ assume estão espaçados entre si de $\pi/2$ radianos e, ao elevar o sinal a quarta potência, obtém-se o termo $4\theta_s(t)$ que sempre será múltiplo de 2π radianos, podendo ser desconsiderado.

O sinal resultante contém então apenas o termo do desvio de fase $\theta_c(t)$ multiplicado por 4, que é estimado por um filtro e então dividido por 4. Esse resultado então é subtraído da fase do sinal, compensando o desvio de fase.

6. Simulações e Resultados

6.1. Simulação de Sistema 100Gb/s DP-QPSK Coerente no Optisystem

Os algoritmos descritos na seção anterior foram implementados utilizando o MATLAB e o ambiente de simulação utilizado foi o software Optisystem 9.0. O Optisystem possui uma vasta biblioteca de funções para simulação de elementos digitais, elétricos, ópticos, além de visualizadores de sinais. Através dele, todos esquemáticos que compõem o sistema de transmissão coerente descritos neste trabalho podem ser implementados em simulação e testados. A figura 17 mostra o esquemático do sistema coerente 100Gb/s que foi simulado.

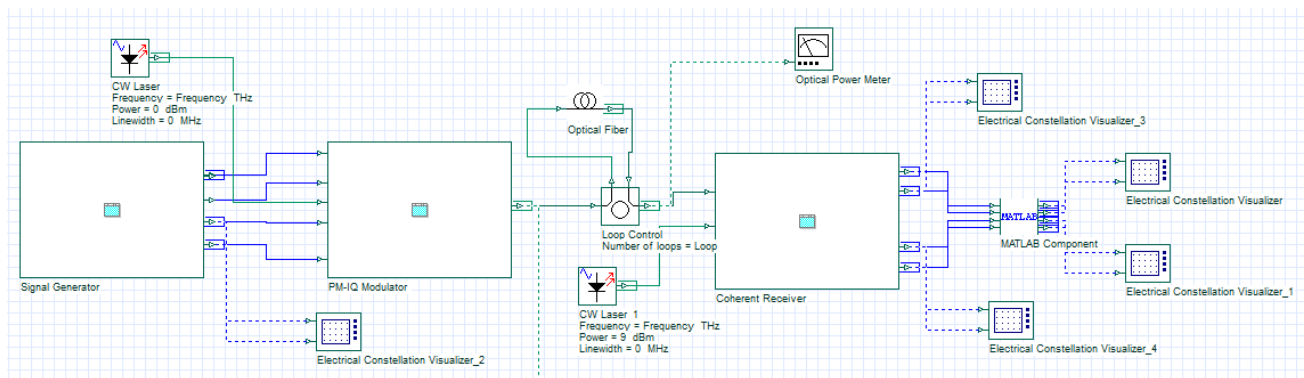


Figura 17 - Esquemático montado para a simulação de sistema coerente 100Gb/s DP-QPSK.

Os blocos *Signal Generator*, *PM-IQ Modulator* e *Coherent Receiver* são chamados subsistemas. Subsistemas são construídos a partir de blocos elementares e/ou outros subsistemas, e conectam-se a outros elementos do esquemático a partir de portas de entrada e saída.

O esquemático do subsistema *Signal Generator* é mostrado na figura (18). A figura (19) mostra o esquemático do subsistema *PM-IQ Modulator*, que é formado pelo subsistemas *IQ Modulator X* e *IQ Modulator Y*. O *IQ Modulator X* é mostrado na figura (20), sendo o *IQ Modulator Y* análogo. O subsistema *Coherent Receiver* é mostrado na figura (22), contendo os subsistemas *90 Hybrid + PDs + TIA X* e *Y*. O *90 Hybrid + PDs + TIA X* é mostrado na figura (20), sendo o subsistema *Y* análogo.

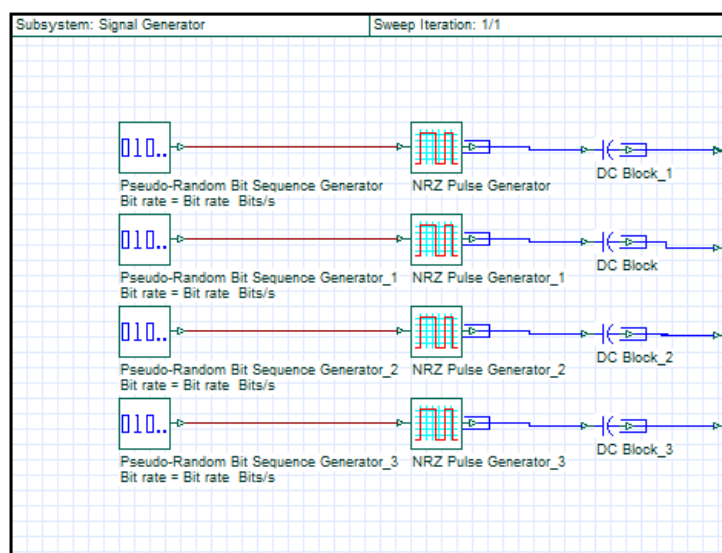


Figura 18 - Subsistema 'Signal Generator'

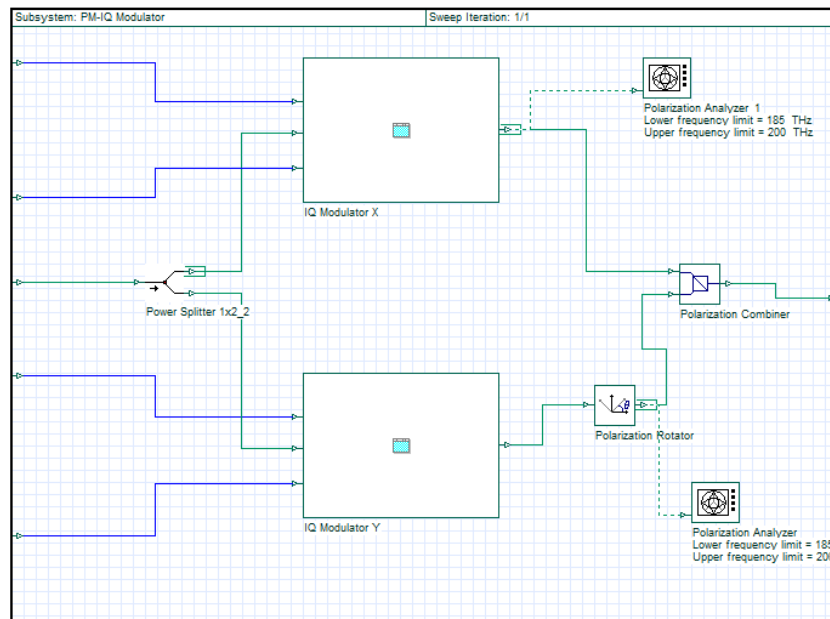


Figura 19 - Substema 'PM-IQ Modulator'

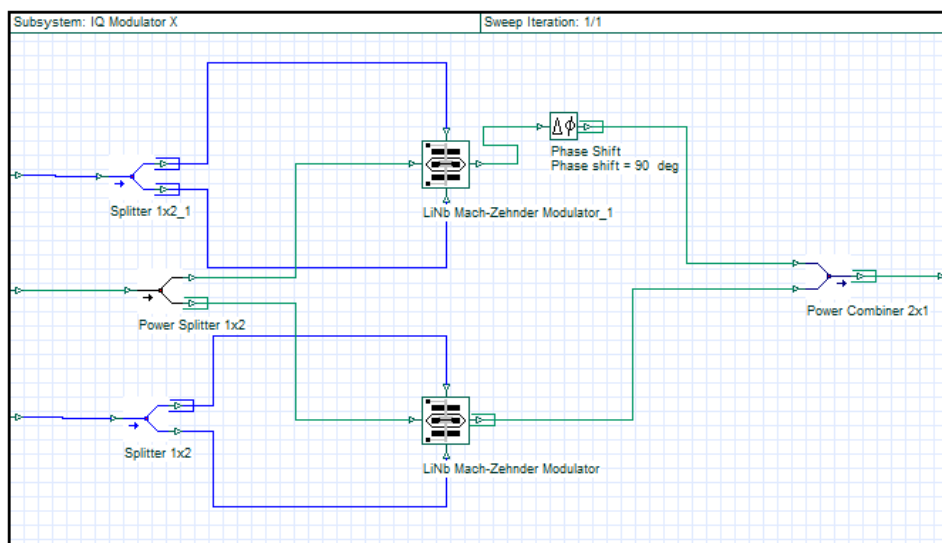


Figura 20 - Substema 'IQ Modulator X'

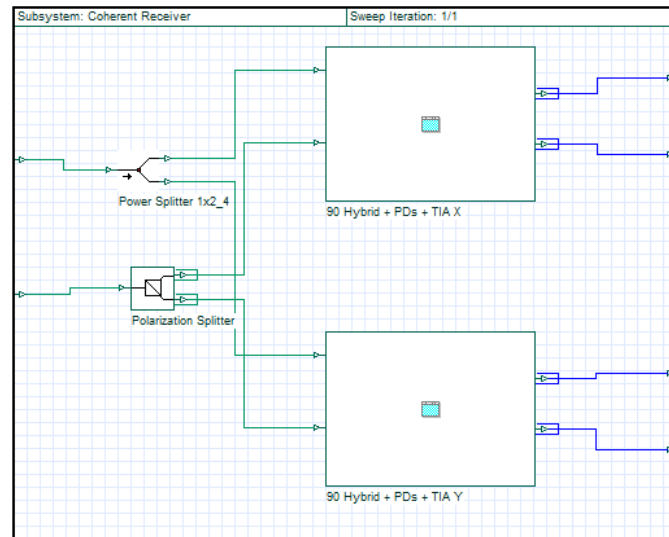


Figura 21 - Subsistema 'Coherent Receiver'

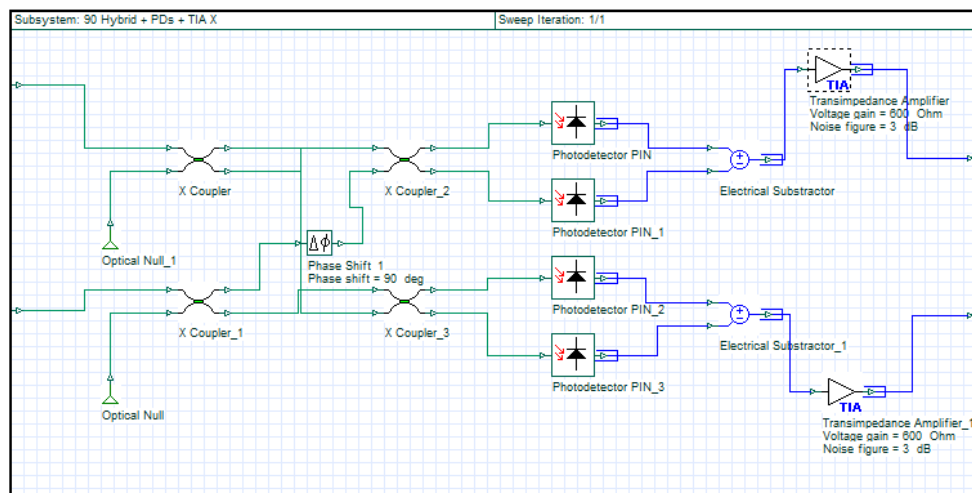


Figura 22 - Subsistema '90 Hybrid + PDs + TIA X'

Em uma abordagem qualitativa, as constelações dos sinais transmitidos, recebidos e tratados pelos algoritmos foram analisadas para a verificação dos efeitos das distorções (dispersão cromática, PMD) no sinal e sua compensação após o processamento. O componente Electrical Constellation Visualizer permite a visualização das constelações a partir das componentes I e Q dos sinais X e Y. Os algoritmos são simulados através do MATLAB Component, que executa um arquivo de extensão .m ao ser informado o nome e o caminho, permitindo também a criação e alteração de parâmetros para serem usados como variáveis no programa.

A fibra óptica utilizada pode ser configurada para apresentar ou não qualquer uma das dispersões de interesse, e a distância de propagação do sinal através dela pode ser alterada com o componente de controle de Loop. Assim o sinal pode recircular na fibra quantas vezes for desejado, simulando maiores distâncias.

A Tabela (1) mostra todos os parâmetros de simulação, desde os globais até os específicos dos dispositivos.

Tabela 1 - Parâmetros de simulação do Optisystem

Parâmetro	Valor	Unidade
Parâmetros Globais		
Taxa de Símbolos	32	GBaud
Tamanho da Sequência	4096	bits
Amostras por Símbolo	16	-
Número de Amostras	65536	-
Taxa de Amostragem	512	GHz
Velocidade da Luz no Vácuo (c_0)	299792458	m/s
Laser Tx		
Frequência	193,4	THz
Largura de Linha	300	kHz
Potência	0	dBm
Modulador PM-IQ		
Perda de inserção MZM	5	dB
Razão de Extinção MZM	20	dB
Fibra		
Atenuação	0	dB/km
Dispersão	16,75	ps/nm/km
Comprimento	50	Km
Tipo de Birrefringência	Estocástica	-
Coefficiente de PMD	0,5	ps/ $\sqrt{\text{km}}$
Laser Rx		
Frequência	193,4	THz
Largura de Linha	300	kHz
Potência	16	dBm
Polarização (Azimute)	45	°
Receptor Coerente		
Responsividade PD	1	A/W
Corrente de Escuro PD	10	nA

Ruído Térmico PD	1e-24	W/Hz
Distribuição de ruído balístico	Gaussiano	-
Ganho Transimpedância	600	Ohm
Figura de Ruído	3	dB
Componente MATLAB		
Número de Entradas	4	-
Tipo de Entrada	Elétrica	-
Número de Saídas	4	-
Tipo de Saída	Elétrica	-

6.2. Teste do Equalizador Estático

O primeiro teste foi usando apenas para o algoritmo de TDE do equalizador estático. Para isso, foi preciso isolar apenas o efeito de dispersão, desconsiderando a PMD da fibra e a largura de linha dos lasers. Após alterar os parâmetros da fibra no simulador para obter essa condição, o sistema foi simulado para as seguintes distâncias: 50km, 100km e 500km.

A análise foi feita de forma qualitativa a partir da comparação entre as constelações de referência dos sinais elétricos no transmissor com as constelações dos sinais recuperados após o DSP.

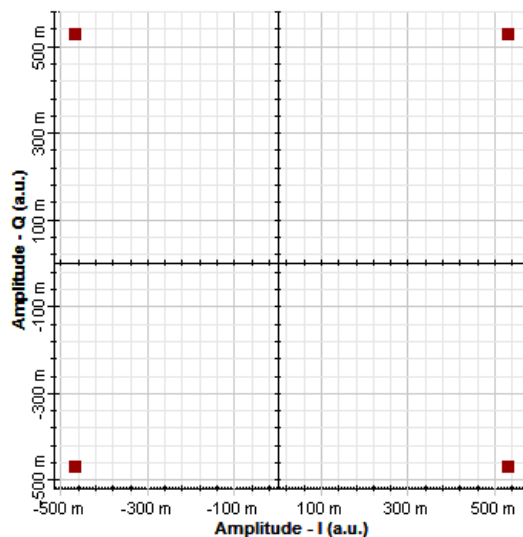


Figura 23 - Constelação de referência do sinal elétrico modulante (Pol. X)

A figura (23) mostra a constelação de referência do sinal elétrico modulante. Espera-se que o DSP aproxime o máximo possível o sinal equalizado para essa distribuição de símbolos.

A figura (24) mostra as constelações recebidas e as equalizadas após o TDE, para cada caso de distância de propagação. Nota-se a capacidade do algoritmo recuperar de forma satisfatória a constelação transmitida em todos os casos.

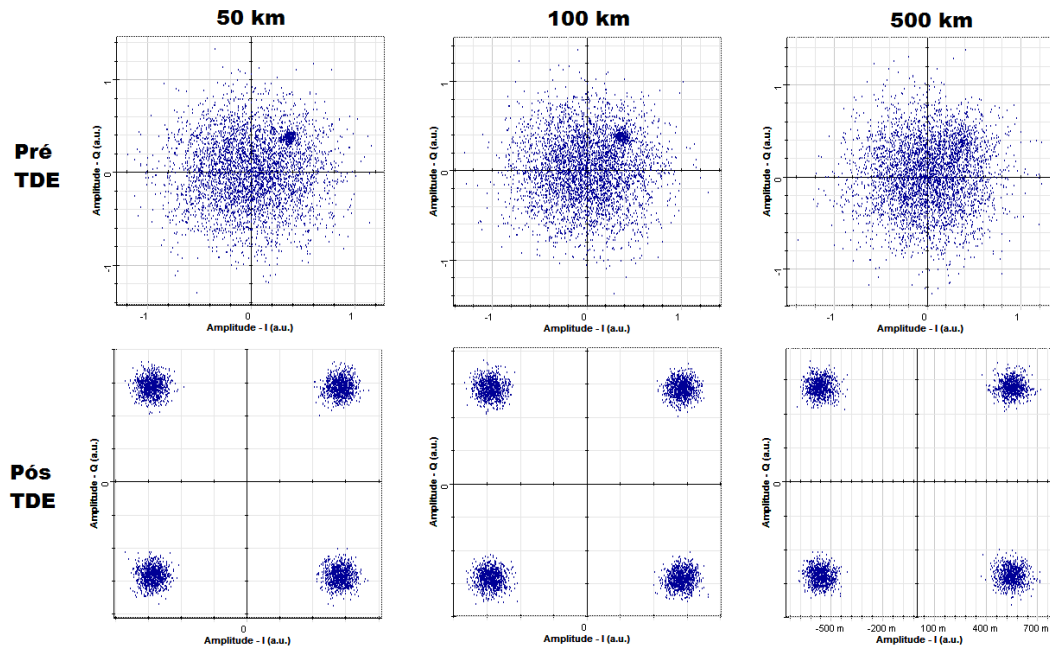


Figura 24 - Constelações dos sinais demodulados e dos sinais equalizados pela TDE.

Deve-se ressaltar que nesse caso a fibra foi simulada sem atenuação, de modo que para todos os casos a potência de sinal que chega no receptor foi a mesma (cerca de -8dBm). Com isso, ignora-se a penalidade de relação sinal-ruído ao aumentar distância e fica evidente a capacidade do algoritmo de corrigir valores maiores de dispersão.

A tabela (2) relaciona a distância de propagação, a dispersão cromática e o número de taps usados pelo equalizador.

Tabela 2 - Número de taps do equalizador estático

Distância (km)	Dispersão (ps/nm)	Número de taps
50	837,5	1759
100	1675	3519
500	8375	17597

6.3. Teste do Equalizador Estático, Equalizador Dinâmico e Estimador de Fase

Foram simulados novamente os casos anteriores (50 km, 100 km e 500 km de propagação), mas dessa vez considerando a birrefringência da fibra e a largura de linha dos lasers e utilizando, além do equalizador estático, o equalizador dinâmico e estimador de fase.

A figura (25) mostra as constelações para os três casos de distância de propagação em cada etapa do processamento digital de sinais. Destaca-se novamente a não inclusão da atenuação da fibra, como feito na seção anterior, para evidenciar apenas o efeito da dispersão cromática e da PMD.

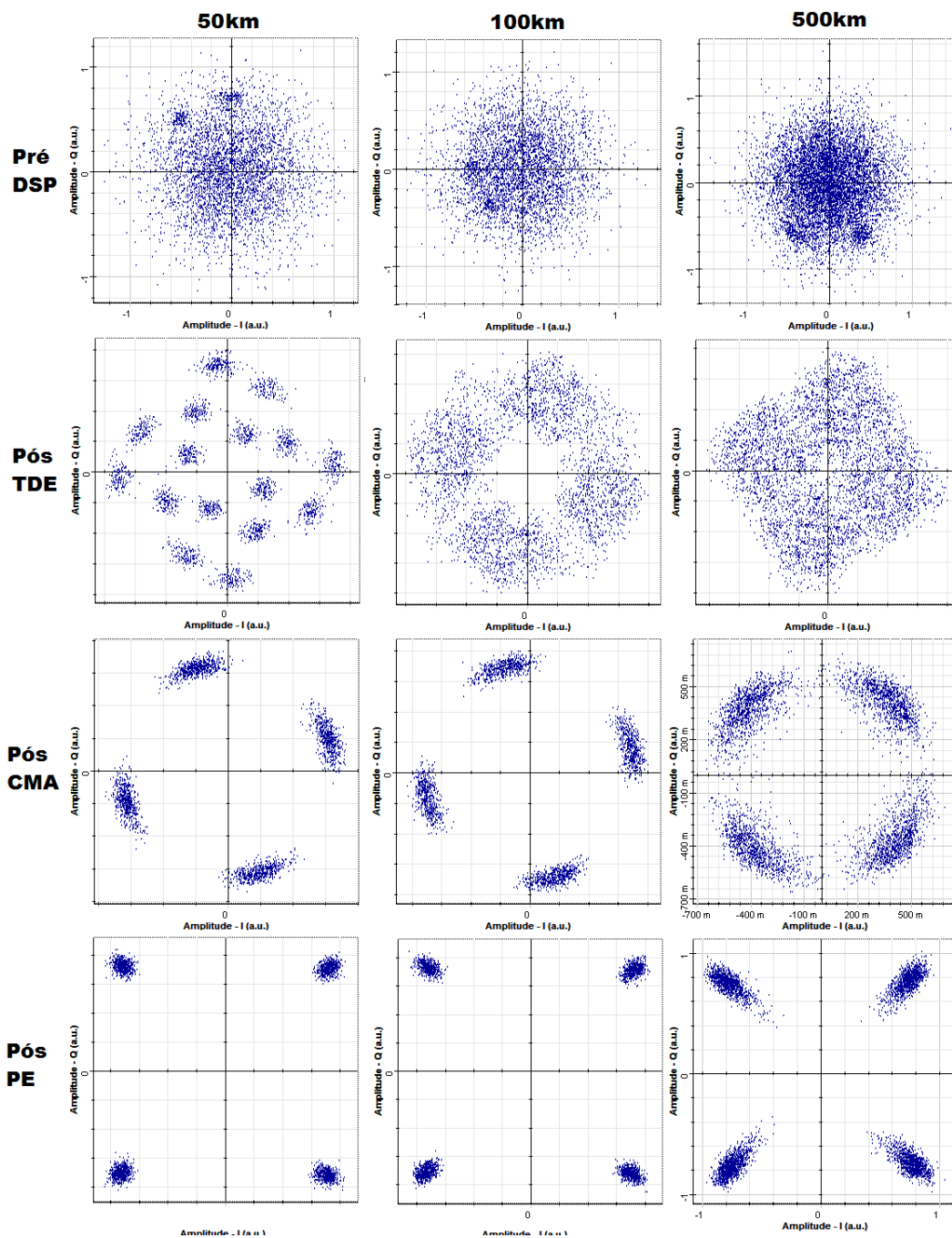


Figura 25 - Constelações antes e depois de cada bloco, para distâncias de 50km, 100km e 500km.

Os resultados mostram que o aumento da distância de propagação penaliza a equalização dinâmica. Uma possível explicação é que quanto maior a distância a ser percorrida pelo sinal na fibra, maior mistura ocorre entre as polarizações devido a PMD, além de o estado de polarização apresentar comportamento mais instável, variando rapidamente com o tempo. De acordo com os resultados obtidos pela referência [7], há uma piora no desempenho dos equalizadores dinâmico quanto maior o atraso entre as polarizações ortogonais e a mais rápido a rotação do estado de polarização.

7. Conclusões

A primeira parte do trabalho foi o estudo aprofundado sobre os fundamentos das comunicações ópticas, compreendendo desde os princípios físicos da fibra e a sua propagação, as técnicas de modulação digital no domínio óptico, e as estruturas responsáveis pela transmissão e recepção nos sistemas coerentes, abordando mais especificamente o formato 100G DP-QPSK.

Feito isso, passou-se para o estudo dos algoritmos que compõem o blocos de equalização estática, equalização dinâmica e estimação de fase. Os algoritmos abordados para cada bloco foram, respectivamente: equalização no domínio do tempo (TDE), algoritmo de módulo constante (CMA) e estimador de fase.

O resultado da simulação dos algoritmos em um sistema 100G DP-QPSK permitiu verificar a capacidade que os mesmos têm de recuperar a informação mesmo depois de longos trechos de fibra (500km). O algoritmo TDE é capaz de compensar a dispersão em até 3000km de fibra, entretanto, para replicar este resultado seria necessário uma capacidade de processamento maior, dado que o número de taps do filtro aumenta com a distância.

Outra limitação envolveu o CMA, que necessitou de um tempo maior de convergência com o aumento da distância de propagação do sinal, exigindo, portanto, uma sequência de símbolos também maior. A capacidade de processamento disponível era limitada para processar essa quantidade de dados, o que limitou o aumento da distância.

No geral, os resultados evidenciaram a importância do processamento digital de sinais para a transmissão coerente 100Gb/s DP-QPSK.

Referências Bibliográficas

- [1] S. Haykin and M. Moher, *Sistemas de Comunicação*, 5th ed. Porto Alegre: John Wiley & Sons, 2002.
- [2] G. Agrawal, *Fiber-optic communication systems*, 3rd ed. New York: John Wiley & Sons, 1997.
- [3] L. Carvalho, "Avaliação experimental da transmissão óptica em altas taxas de supercanais com diferentes técnicas de multiplexação de subportadoras", Mestrado em Engenharia Elétrica, Faculdade de Engenharia Elétrica e de Computação, Universidade Estadual de Campinas, 2014.
- [4] W. Hayt and J. Buck, *Eletromagnetismo*, 6th ed. Rio de Janeiro: LTC - Livros Técnicos e Científicos S.A., 2003.
- [5] G. Keiser, *Optical Fiber Communications*, 3rd ed. Boston: McGraw-Hill, 2000.
- [6] M. Seimetz, *High Order Modulation for Optical Fiber Transmission*. Berlin: Springer, 2009.
- [7] 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.
- [8] S. Savory, "Digital filters for coherent optical receivers", *Optics Express*, Vol. 16, No. 2, pp. 805-817, 2008.
- [9] K. Kikuchi, "Polarization de-multiplexing algorithm in the digital coherent receiver", in *2008 Digest of the IEEE/LEOS Summer Topical Meetings*, Acapulco, 2008, pp. 101-102.
- [10] G. Li, "Recent advances in optical communication", *Advances in Optics and Photonics*, pp. 279-307, 2009.