



Universidade Federal de Campina Grande - UFCG

Centro de Engenharia Elétrica e Informática

Departamento de Engenharia Elétrica

Ingrid Almeida Costa e Silva

**Compensação de efeitos lineares em sistemas ópticos  
coerentes**

Campina Grande, Paraíba

Setembro de 2017



Ingrid Almeida Costa e Silva

## **Compensação de efeitos lineares em sistemas ópticos coerentes**

Trabalho de Conclusão de Curso submetido à Coordenação de Graduação em Engenharia Elétrica da Universidade Federal de Campina Grande como parte dos requisitos necessários para a obtenção do grau de Bacharel em Ciências no Domínio da Engenharia Elétrica.

Área de Concentração: Processamento digital de sinais

Orientador: Gutemberg Gonçalves dos Santos Júnior

Campina Grande, Paraíba

Setembro de 2017

Ingrid Almeida Costa e Silva

Compensação de efeitos lineares em sistemas ópticos coerentes/ Ingrid Almeida Costa e Silva. – Campina Grande, Paraíba, Setembro de 2017

43 p. : il. (algumas color.) ; 30 cm.

Orientador: Gutemberg Gonçalves dos Santos Júnior

Trabalho de Conclusão de Curso

Universidade Federal de Campina Grande - UFCG

Centro de Engenharia Elétrica e Informática

Departamento de Engenharia Elétrica , Setembro de 2017.

1. Processamento digital de sinais. 2. Sistemas ópticos coerentes. 3. Algoritmos para compensação de efeitos lineares das fibras ópticas. I. Universidade Federal de Campina Grande. II. Departamento de Engenharia Elétrica. III. Compensação de efeitos lineares em sistemas ópticos coerentes

Universidade Federal de Campina Grande - UFCG  
Centro de Engenharia Elétrica e Informática  
Departamento de Engenharia Elétrica

Ingrid Almeida Costa e Silva

**Compensação de efeitos lineares em sistemas ópticos  
coerentes**

Aprovado em 08/09/2017

---

**Gutemberg Gonçalves dos Santos  
Júnior**

Universidade Federal de Campina Grande  
Professor Orientador

---

**Marcos Ricardo Alcantara Moraes**  
Universidade Federal de Campina Grande  
Professor Avaliador

Campina Grande, Paraíba  
Setembro de 2017



# Agradecimentos

Agradeço aos meus pais, Márcio e Carla, aos meus irmãos, Ivne e Marcos, e ao meu sobrinho, Rafael, pelo lar, companhia e apoio durante toda a minha vida, em especial durante minha graduação e os desafios que vivi durante a sua execução. Os caminhos não teriam sido os mesmos sem vocês.

Ao meu esposo, Beto, pelo apoio incondicional a todas as minhas escolhas e pelo amor que dedica a mim, me sustentando em momentos turbulentos e compartilhando comigo minhas conquistas, alegrias e desafios.

Às amigas que formei durante a graduação e quero levar para toda a vida, Manu e Nat. Sem elas eu não teria enfrentado tudo como enfrentei, minhas confidentes e porto seguros.

Aos amigos que formei durante o meu intercâmbio, Suellen, Émerson, Gabi e Carol, que me possibilitaram crescer de uma forma nunca imaginada por mim, além de termos formado uma família enquanto estávamos todos longes das pessoas queridas a nós.

Aos meus amigos do LAD e do X-MEN Lab (PEM), que suavizaram o dia-a-dia dos projetos, se tornaram cúmplices nas disciplinas e contribuíram bastante com a minha formação.

Ao professor Elmar Melcher, por todos os ensinamentos, orientação e oportunidades concedidas durante 3 anos da minha graduação, permitindo que eu descobrisse áreas de interesse da minha formação que eu não conheceria de outra forma.

Ao professor Gutemberg Gonçalves, por todo o auxílio prestado durante o final do meu curso, seja através do auxílio na minha aplicação de mestrado, seja através da ajuda nos processos deste trabalho e do estágio, além da orientação concedida a estes.

À todos os professores do meu curso de graduação, que contribuíram não só para a minha formação profissional, mas também para a pessoal, cada um se somando de sua forma particular e se tornando parte de quem eu sou hoje. Muito obrigada pela dedicação de todos, principalmente os professores do Departamento de Engenharia Elétrica e àqueles que passaram pela coordenação do curso, buscando trazer a excelência a este e auxiliando os alunos em seus problemas acadêmicos.

Aos funcionários do departamento, Ana, Socorro e Lucimar, pela solicitude na resolução de processos, e aos da coordenação, Adail e Tchai, por todo o carinho e o auxílio prestado.





*"Imagination is more important than knowledge. For knowledge is limited to all we now know and understand, while imagination embraces the entire world, and all there ever will be to know and understand."*

*(Albert Einstein)*



# Resumo

Este relatório é o resultado de um Trabalho de Conclusão de Curso realizado no Departamento de Engenharia Elétrica da Universidade Federal de Campina Grande. Teve como objetivo a exposição dos principais algoritmos adotados atualmente no processamento digital de sinais de sistemas de comunicação óptica de detecção coerente. Para tanto, foi realizada uma explanação dos principais efeitos lineares existentes e contextualização dos conceitos básicos sobre tal sistema, além das técnicas de multiplexação e modulação correntes.

**Palavras Chave:** DSP; Sistemas ópticos coerentes.



# Abstract

This report is the result of a Senior Design Project developed at the Electrical Engineering Department of Federal University of Campina Grande (UFCG). The main objective of this project is to present the main algorithms applied nowadays for digital signal processing in coherent communications systems. For that purpose, the main optical fiber impairments were explored and a brief contextualization of system and the current multiplexing and modulation techniques was done.

**Key-words:** DSP; Coherent Optical Systems.



# Lista de ilustrações

Figura 1 – Sistema óptico de comunicação genérico. . . . .	21
Figura 2 – Topologia da Rede Óptica Passiva (PON). . . . .	22
Figura 3 – Tipos de detecção coerente. . . . .	23
Figura 4 – Estrutura de um detector coerente. . . . .	24
Figura 5 – Exemplo de estrutura de um sistema de comunicação óptica com uso de um detector coerente. . . . .	24
Figura 6 – Técnicas de multiplexação por divisão no tempo e por divisão em frequência. . . . .	26
Figura 7 – Representação dos sinais no domínio da frequência com o uso de WDM. . . . .	27
Figura 8 – Sinais multiplexados em polarizações ortogonais. . . . .	28
Figura 9 – Ilustração da constelação da modulação QPSK . . . . .	29
Figura 10 – Ilustração da constelação da modulação 16-QAM . . . . .	29
Figura 11 – Exemplo de um esquemático de um DSP coerente. . . . .	30
Figura 12 – differential group delay (DGD). . . . .	33
Figura 13 – Estrutura de um equalizador dinâmico. . . . .	34
Figura 14 – Constelação DP-QPSK antes (a) e após (b) a utilização do algoritmo CMA. . . . .	35
Figura 15 – Evolução da fase do sinal na presença de um desvio de frequência de 50 MHz, após a remoção da dependência da informação transmitida. . . . .	36
Figura 16 – Passos da recuperação do desvio de frequência com o uso de análise espectral. . . . .	37
Figura 17 – Exemplo de ação do algoritmo da potência de M-ésima ordem aplicado sobre um sinal de modulação 8-QAM de acordo com o avanço da potência, de 1 à 8. . . . .	37
Figura 18 – Efeito do ruído de fase para uma constelação 16-QAM com $\Delta\nu T = 10^{-4}$ . . . . .	39
Figura 19 – Esquema do algoritmo BPS. . . . .	39
Figura 20 – Esquema de variação de entradas do algoritmo BPS, como $m \in \{1, \dots, B\}$ . . . . .	40





# Siglas

- ADC** analog-to-digital converter. 22, 28
- ASE** amplified spontaneous emission. 23
- ASIC** Application-Specific Integrated Circuit. 17
- BER** bit error rate. 23, 28, 31
- BPS** blind phase search. 13, 36–38
- CD** Chromatic dispersion. 29, 30
- CMA** Constant Modulus Algorithm. 13, 32, 33
- CO** Central Office. 20
- DAC** digital-to-analog converter. 22
- DCF** dispersion compensating fibers. 17, 30
- DGD** differential group delay. 13, 31
- DP** dual polarization. 13, 30, 33
- DSP** Digital Signal Processing. 13, 17, 18, 20–23, 25, 26, 28–31, 35–37, 39
- DVG** dispersão de velocidade de grupo. 29
- FDM** Frequency Division Multiplexing. 24
- FEC** forward error corrector. 23, 28
- FFT** Fast Fourier Transform. 30, 35
- FIR** Finite Impulse Response. 30
- GPON** gigabit-capable PON. 17
- IM/DD** intensity modulation with direct detection. 17
- LO** local oscillator. 20, 21, 36
- MIMO** Multiple-Input and Multiple-Output. 31, 32

**MSDE** mean square distance error. 37

**OLT** Optical Line Terminal. 20

**ONT** Optical Network Terminal. 20

**ONU** Optical Network Unit. 20

**OOK** on-off keying. 17, 26

**OSNR** Optical Signal-To-Noise Ratio. 23, 31

**PDL** Polarization Dependent Loss. 31

**PMD** polarization mode dispersion. 30–33

**PON** Passive Optical Network. 13, 19, 20

**QAM** Quadrature Amplitude Modulation. 13, 18, 26–28, 32, 33, 35–38

**QPSK** Quadrature Phase Shift-Keying. 13, 18, 26–28, 32, 33

**RDE** Radius Directed Equalization. 33

**SE** spectral efficiency. 17, 27

**SNR** Signal-To-Noise Ratio. 23

**TDM** Time Division Multiplexing. 17, 24, 25

**UDWDM** ultra dense Wavelength Division Multiplexing. 17, 25

**WDM** Wavelength Division Multiplexing. 13, 17, 24, 25

# Sumário

	<b>Lista de ilustrações</b> . . . . .	<b>13</b>
	<b>Lista de siglas</b> . . . . .	<b>15</b>
	<b>Sumário</b> . . . . .	<b>17</b>
<b>1</b>	<b>INTRODUÇÃO</b> . . . . .	<b>19</b>
<b>2</b>	<b>FUNDAMENTAÇÃO TEÓRICA</b> . . . . .	<b>21</b>
<b>2.1</b>	<b>Sistemas ópticos coerentes</b> . . . . .	<b>21</b>
2.1.1	Redes ópticas passivas . . . . .	21
2.1.2	Deteção coerente . . . . .	22
2.1.3	Caracterizadores de sistemas ópticos . . . . .	25
2.1.3.1	Taxa de erro de bit ( <i>BER</i> ) . . . . .	25
2.1.3.2	Relação sinal-ruído óptica ( <i>OSNR</i> ) . . . . .	25
<b>2.2</b>	<b>Multiplexação</b> . . . . .	<b>26</b>
2.2.1	Multiplexação em polarizações ortogonais . . . . .	27
<b>2.3</b>	<b>Modulação</b> . . . . .	<b>28</b>
<b>2.4</b>	<b>Processamento digital de sinais (<i>DSP</i>)</b> . . . . .	<b>30</b>
<b>3</b>	<b>COMPENSAÇÃO DE EFEITOS LINEARES DA TRANSMISSÃO EM CANAIS ÓPTICOS COERENTES</b> . . . . .	<b>31</b>
<b>3.1</b>	<b>Dispersão cromática</b> . . . . .	<b>31</b>
3.1.1	Algoritmo . . . . .	32
<b>3.2</b>	<b>Dispersão dos modos de polarização</b> . . . . .	<b>32</b>
3.2.1	Perdas dependentes da polarização . . . . .	33
3.2.2	Algoritmo . . . . .	33
<b>3.3</b>	<b>Desvio de frequência</b> . . . . .	<b>35</b>
3.3.1	Jitter . . . . .	36
3.3.2	Algoritmo . . . . .	37
<b>3.4</b>	<b>Ruído de fase</b> . . . . .	<b>37</b>
3.4.1	Algoritmo . . . . .	38
<b>4</b>	<b>CONCLUSÃO</b> . . . . .	<b>41</b>
	<b>REFERÊNCIAS</b> . . . . .	<b>43</b>



# 1 Introdução

A necessidade de cada vez maiores taxas de transmissão de dados entre diversos pontos do globo terrestre rege o avanço das tecnologias de comunicação. Tal necessidade aumenta exponencialmente com o passar dos anos, em conformidade com a lei de Nielsen, a qual prevê que a velocidade de um usuário final de alto padrão deve crescer a uma taxa de 50% ao ano. Entre os anos de 1983 e 2016 esta lei tem se provado acurada (NIELSEN, 2016).

Para proporcionar tal crescimento, se faz necessário uma constante atualização dos sistemas de transmissão de dados, ou seja, das redes de acesso a internet, que devem ser passíveis de atualizações a baixo custo. Dito isso, as redes de acesso óptico (*Optical Access Network* - OAN) tornam-se atraentes, uma vez que elas possuem uma capacidade de transmissão limitada apenas pela degradação do sinal (FERREIRA, 2017).

O canal de transmissão das OANs consiste em fibras ópticas. Fibras ópticas são guias de ondas luminosas comumente compostas por vidro extremamente puro (PASCHOTTA, 2017). Como todo canal, as fibras possuem imperfeições que acarretam em efeitos indesejados sobre o sinal que tráfega através dela, como a dispersão cromática, degradando o sinal. Tal degradação pode ser compensada no domínio óptico, com o uso de fibras de compensação de dispersão DCF, por exemplo, ou podem ser tratadas no domínio elétrico após o sinal ser digitalizado, permitindo o desenvolvimento de um *Application-Specific Integrated Circuit (ASIC)* voltado ao processamento digital de sinais (DSP).

Entre as OANs, a Rede Óptica Passiva (*Passive Optical Network* - PON) é comumente aplicada em sistemas de alta capacidade de *backhaul* de telefonia móvel (estrutura hierárquica responsável pela ligação entre o núcleo da rede e as sub-redes periféricas) e internet fixa de usuário final (FERREIRA, 2017). Uma das primeiras PONs amplamente adotadas foi a *gigabit-capable PON (GPON)*. A GPON dispunha de sistemas de multiplexação por divisão no tempo (*Time Division Multiplexing (TDM)*), modulação *on-off keying (OOK)* e utilizava-se de detecção direta (modulação por intensidade com detecção direta - *intensity modulation with direct detection (IM/DD)*)(FERREIRA, 2017).

Quando se deseja otimizar a utilização da banda, deve-se investir na eficiência espectral (*spectral efficiency (SE)*). Para tanto, uma opção é utilizar métodos de modulação e multiplexação avançados, associados a uma detecção coerente. Processos de multiplexação por comprimento de onda (*Wavelength Division Multiplexing (WDM)*), WDM ultra-densa (*ultra dense Wavelength Division Multiplexing (UDWDM)*) ou por modos de polarização e modulações de chaveamento de fase em quadratura (*Quadrature Phase Shift-Keying* -

QPSK) ou modulação de amplitude em quadratura (*Quadrature Amplitude Modulation* - QAM) são as melhores opções atualmente. Para possibilitar a utilização de tais técnicas avançadas de modulação e multiplexação, o advento de avançados algoritmos de DSP foi de suma importância, uma vez que recaiu sobre o domínio elétrico a tarefa da compensação dos efeitos lineares, diminuindo os custos do sistema.

Há atualmente uma grande diversidade de algoritmos a serem utilizados para a compensação dos efeitos lineares ocasionados em sistemas de multiplexação por dupla polarização que utilizam-se de modulações QPSK e QAM. Este trabalho visa discorrer sobre os principais algoritmos empregados nos efeitos de maior importância, sendo um tópico complementar às disciplinas de Comunicações Ópticas e de Processamento Digital de Sinais, de forma a servir de um guia básico para aqueles que se interessem pela união dessas duas áreas.

Esse trabalho consistirá em uma breve contextualização sobre sistemas ópticos de detecção coerente, além das modulações e multiplexações modernas. Por fim, discutirei sobre os principais efeitos lineares ocasionados pela transmissão e os principais algoritmos para a compensação de tais efeitos.

## 2 Fundamentação teórica

### 2.1 Sistemas ópticos coerentes

Sistemas de comunicação transmitem informação entre dois pontos, separados por uma dada distância, através de um meio. Usualmente, ondas portadoras eletromagnéticas são propagadas neste meio, sendo responsáveis por carregar a informação. Tais ondas podem possuir frequências que variam desde mega-hertz até tera-hertz.

Os sistemas ópticos de comunicação utilizam-se de ondas portadoras na ordem de centenas de tera-hertz, fazendo uso do espectro da luz visível e do próximo ao infravermelho (AGRAWAL, 2002). Tal frequência por si só já garante aos sistemas ópticos uma capacidade de transmissão cerca de 10 mil vezes maior que os sistemas de micro-ondas, por exemplo, que geralmente usam portadoras de frequências na ordem de 1 GHz (AGRAWAL, 2002).

Com relação ao meio de propagação destas ondas portadoras, as fibras-ópticas são comumente utilizadas, sendo um sistema de transmissão guiado, uma vez que o sinal está confinado ao interior da fibra óptica. Nos sistemas não-guiados as ondas são propagadas espacialmente e somente em uma direção, precisando haver um alinhamento entre o emissor e o receptor para que a comunicação ocorra. Além disso, a atmosfera é responsável por realizar uma grande degradação desse sinal, por isso tais sistemas são recomendados para utilização no vácuo, sendo útil para comunicações entre satélites, por exemplo (AGRAWAL, 2002).

Para haver comunicação, o sinal transmitido deve ser modulado no transmissor e demodulado no receptor. Tal modulação é responsável pela conversão do sinal elétrico em óptico. O processo de demodulação é responsável por retornar o sinal ao domínio elétrico, porém, como o canal (fibra-óptica) degrada o sinal enviado, o receptor deve recuperar o sinal ao seu estado original para ter sucesso na sua interpretação.

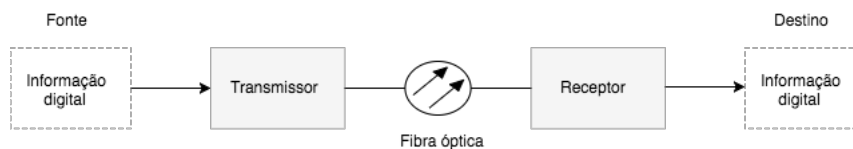


Figura 1 – Sistema óptico de comunicação genérico.

#### 2.1.1 Redes ópticas passivas

Nos sistemas de comunicação óptica, as redes ópticas passivas (*Passive Optical Network (PON)*) detêm grande destaque no mercado. Uma PON pode ter duas arquiteturas

básicas: *ponto-a-ponto* e *ponto-para-múltiplos-pontos*. A primeira é uma arquitetura de alto custo, uma vez que deve-se dispor de uma fibra óptica para cada usuário. Já na segunda, ilustrada na figura 2, uma mesma fibra é compartilhada por vários usuários, o que a torna economicamente mais atraente (RIBEIRO, 2008).

A rede *ponto-para-múltiplos-pontos* é composta por um escritório central (Central Office (CO)), responsável por gerir os dados enviados pela fibra óptica, e por terminais de envio de dados para as fibras. Da parte do CO, tem-se o Terminal de Linha Óptica (Optical Line Terminal (OLT)) e da parte do usuário, tem-se o Terminal de Rede Óptica (Optical Network Terminal (ONT)), ou Unidade de Rede Óptica (Optical Network Unit (ONU)). Entre o OLT e o ONT é necessária a existência de uma série de divisores de fibras ópticas, os quais atuam de forma passiva (RIBEIRO, 2008). A distância entre o OLT e o ONT é limitada pela ordem de degradação do sinal. Quanto maior for essa distância e a quantidade de dados que se deseja transmitir, mais dependente do processamento digital de sinais (*Digital Signal Processing (DSP)*) o sistema se torna. O DSP é responsável por remover a degradação do sinal e permitir que a informação enviada pela fibra seja interpretada corretamente pelo usuário final.

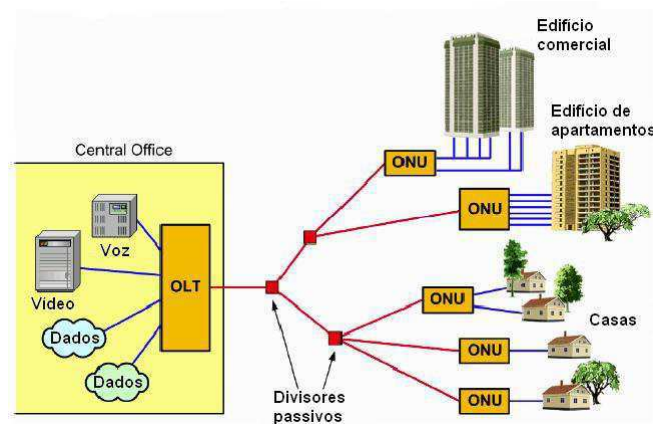


Figura 2 – Topologia da Rede Óptica Passiva (PON).  
Fonte: (RIBEIRO, 2008)

### 2.1.2 Detecção coerente

A unidade receptora de sinais nas redes ópticas pode utilizar duas formas distintas de detecção: a coerente e a não-coerente. A forma de detecção não coerente consiste no uso de fotodiodos para obter a amplitude da onda eletromagnética recebida, sendo insensível a mudanças na fase do sinal. Dada a sua simplicidade, é uma solução de baixo custo e por isso continua sendo amplamente utilizada atualmente (AGRAWAL, 2002).

Já a detecção coerente é sensível a mudanças na fase, polarização, amplitude e frequência do sinal (ZHOU, 2016). Ela consiste na utilização de um oscilador local (*local oscillator (LO)*), de um *coupler* de 3 db e de uma unidade fotodetectora (RAMASWAMI,



2010). Logo, ela apresenta uma complexidade e custo elevado comparativamente a detecção não-coerente .

A frequência central nominal do LO deve ser semelhante a frequência do transmissor para que o sinal seja recebido corretamente. De acordo com a semelhança entre a frequência central do emissor e do receptor, existem 3 tipos de detecção coerente distintas: a homódina, a heteródina e a *intradyn*e.

No detector homódino, o LO apresenta uma frequência central igual a do emissor, algo extremamente difícil de se por em prática. Já os demais detectores apresentam uma diferença entre as frequências centrais do LO e do emissor. Se não houver interseção entre as frequências, o detector consiste em um detector coerente heteródino. Se houver interseção, o detector consiste em um detector coerente *intradyn*e (SOUTO, 2017). Tal desvio de frequência é algo que pode ser compensado com o uso de um DSP.

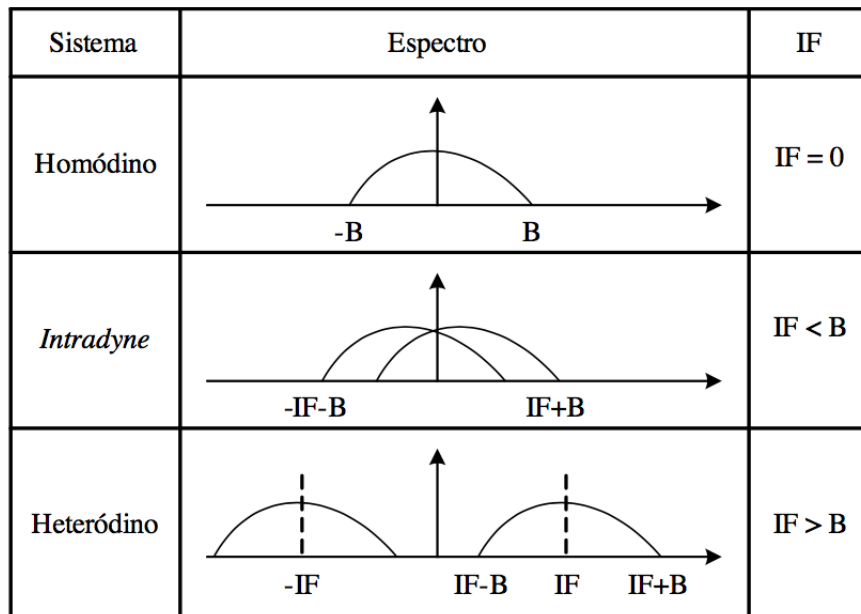


Figura 3 – Tipos de detecção coerente.

Fonte: (SOUTO, 2017)

No caso de um detector coerente *intradyn*e, a figura 4 representa bem o seu funcionamento, sendo representada somente uma polarização. Os campos elétricos do oscilador local e do sinal recebido são representados por  $E_{LO}(t)$  e  $E_R(t)$ , respectivamente. A híbrida de  $90^\circ$  realiza a mistura entre os sinais em sua entrada, ela é composta por 4 acopladores de 3 db e um defasador de  $90^\circ$ . Em seguida, os fotodetectores fazem a conversão do sinal óptico em sinal elétrico. O par de fotodetectores balanceados  $C_1$  e  $C_2$  produzem a corrente de saída correspondente a componente real do sinal recebido e o par  $C_3$  e  $C_4$ , a componente imaginária. Um sistema de comunicação óptica coerente genérico pode ser observado na figura 5.

No transmissor, a sequência de bits que constitui a informação a ser transportada é

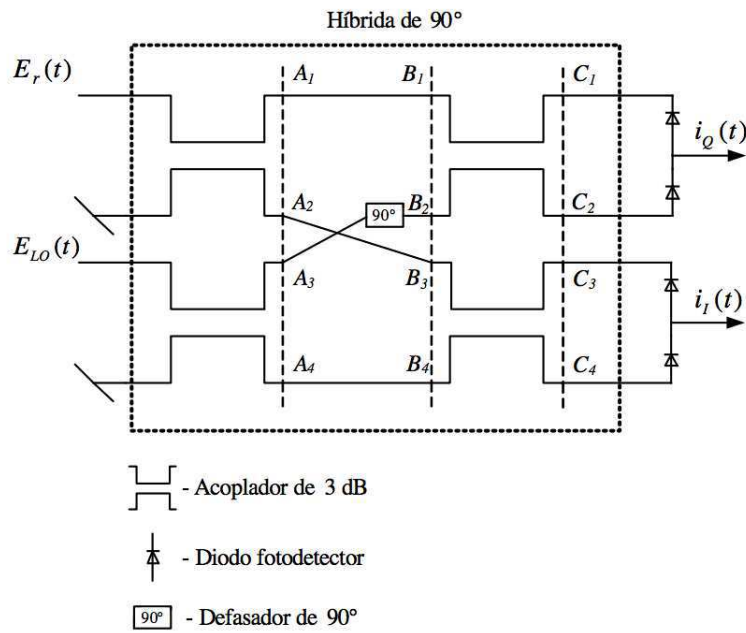


Figura 4 – Estrutura de um detector coerente.  
Fonte: (SOUTO, 2017)

mapeada em uma constelação de acordo com o formato de modulação. O símbolo gerado passa então por um modelador de pulso, que converte o sinal digital em um sinal contínuo que pode ser transmitido no meio através do uso de um conversor digital-analógico (*digital-to-analog converter*). Então, o sinal elétrico obtido modula a portadora óptica, a qual é injetada na fibra óptica para sua transmissão (OSPINA, 2017).

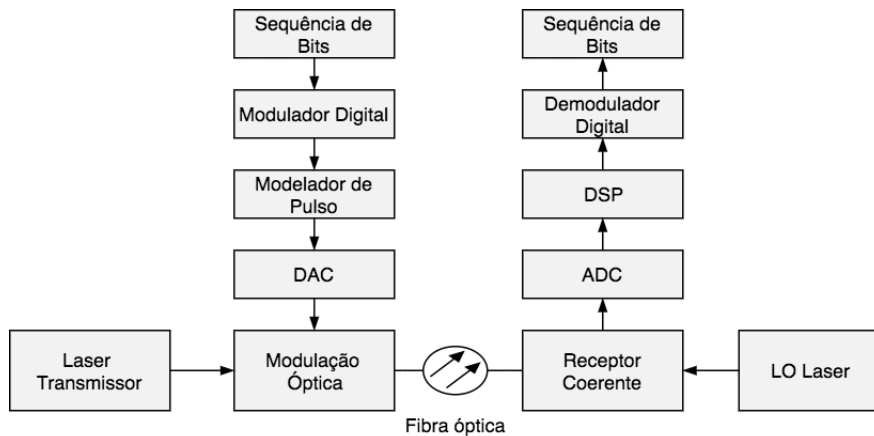


Figura 5 – Exemplo de estrutura de um sistema de comunicação óptica com uso de um detector coerente.

Fonte: adaptado de (OSPINA, 2017)

Como a fibra óptica degrada o sinal devido a efeitos como a dispersão cromática, ruído de fase, erro de frequência, etc; o receptor precisará contar com um DSP capaz de reverter os efeitos lineares aplicados ao sinal recebido no detector coerente e convertido pelo conversor analógico-digital (*analog-to-digital converter (ADC)*), deixando-o o mais

próximo possível do sinal originalmente enviado pela fibra óptica, para então os símbolos passem por um demodulador digital e a informação seja recuperada na forma de uma sequência de bits. Há casos em que o demodulador digital também está presente no DSP e onde é utilizado um código corretor de erros para então ser realizada a interpretação do sinal enviado.

### 2.1.3 Caracterizadores de sistemas ópticos

#### 2.1.3.1 Taxa de erro de bit (*BER*)

A BER é um dos principais caracterizadores da performance de um sistema de comunicação óptica. Ela consiste na probabilidade média da identificação incorreta de um bit (AGRAWAL, 2002). Ela também pode ser representada pela equação 2.1.

$$BER = \frac{\text{número de bits recebidos incorretamente}}{\text{número de bits transmitidos}} \quad (2.1)$$

Quando o DSP não consegue alcançar sozinho a especificação necessária de BER, são associados ao sistema eletrônico códigos corretores de erros, sendo geralmente empregado o *forward error corrector (FEC)* (AGRAWAL, 2002).

#### 2.1.3.2 Relação sinal-ruído óptica (*OSNR*)

A relação sinal-ruído (*Signal-To-Noise Ratio (SNR)*) consiste na razão do valor da potência média do sinal transmitido ( $P_S$ ) e a potência do ruído ( $P_N$ ) no canal, sendo calculada pela equação 2.2.

$$SNR_{db} = 10 \log \frac{P_S}{P_N} \quad (2.2)$$

A relação sinal-ruído óptica (*Optical Signal-To-Noise Ratio (OSNR)*) consiste em uma importante grandeza de caracterização de sistemas ópticos. Ela pode ser definida de acordo com a equação 2.3, onde  $P$  é a potência total do sinal considerando as duas polarizações,  $N_{ASE}$  é a densidade espectral do ruído de emissão espontânea amplificada (*amplified spontaneous emission (ASE)*) em uma única polarização e  $B_{ref}$  é a banda de referência do ruído, que normalmente tem o valor igual a 12,5 GHz, o que corresponde a uma resolução de largura de banda de 0,1 nm dos analisadores do espectro óptico operando em 1550 nm (SOUTO, 2017).

$$OSNR = \frac{P}{2N_{ASE}B_{ref}} \quad (2.3)$$

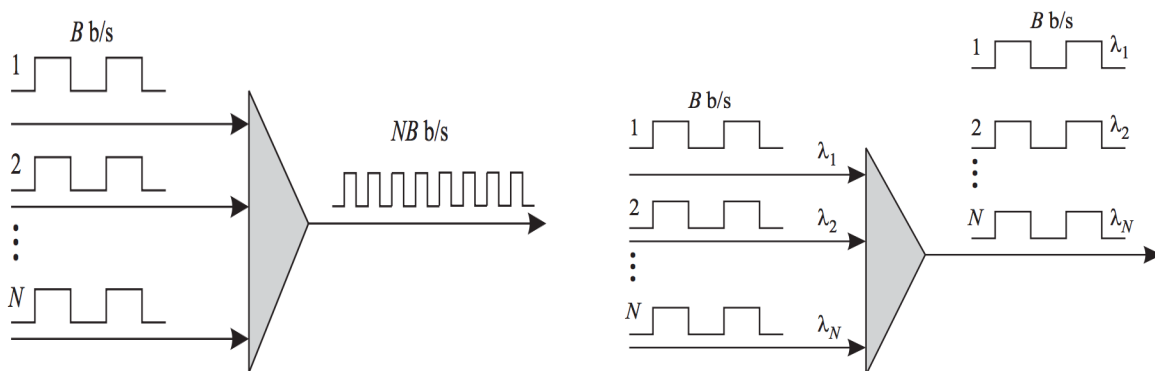
A emissão espontânea origina-se do decaimento espontâneo de um átomo em um nível de maior energia para um de menor, o que gera um fóton. O fator de 2 no denominador

ainda em 2.3 pode ser considerado uma ponderação para a segunda polarização (SOUTO, 2017).

## 2.2 Multiplexação

Para transmitir dados em uma fibra óptica a frequência do sinal é de pouca preocupação, dada a sua alta capacidade. Por tanto, podemos tirar vantagem disso e intercalar vários sinais de baixa frequência na composição de sinais de mais alta frequência, realizando uma multiplexação por divisão no tempo (*Time Division Multiplexing (TDM)*), como pode ser observado na figura 6a. O processo de formação desse sinal de alta frequência pode ser realizado colocando 1Gb de dados de cada fonte de maneira alternada, por exemplo. Dessa forma, um canal que consegue transmitir a 1 Gb/s, está apto a transmitir 64 sinais de 155 Mb/s, por exemplo (RAMASWAMI, 2010).

Por conta desta característica um usuário que contrata um pacote de serviço de internet domiciliar de 10 Gb/s na verdade não poderá usufruir de toda essa banda, dado que ela é compartilhada com outros usuários através do tempo, uma vez que o processo de multiplexação adotado pelas prestadoras desses serviços normalmente é o TDM (FERREIRA, 2017).



(a) Time Division Multiplexing (TDM). (b) Wavelength Division Multiplexing (WDM).

Figura 6 – Técnicas de multiplexação por divisão no tempo e por divisão em frequência.  
Fonte: (RAMASWAMI, 2010)

Porém, outra forma de aumentar a capacidade de transmissão de dados consiste no aproveitamento das várias faixas de frequência que podem coexistir numa mesma fibra óptica, o que caracteriza um processo de multiplexação por divisão em frequência (*Frequency Division Multiplexing (FDM)*). Como uma forma de diferenciação entre as multiplexações no domínio elétrico e no domínio óptico, TDM pode ser referido como (*optical TDM*) e FDM é comumente referido como divisão por comprimento de onda (*Wavelength Division Multiplexing (WDM)*) (AGRAWAL, 2002).

No WDM, como podemos observar na figura 6b, os dados são transmitidos simultaneamente através de múltiplas ondas portadoras de comprimentos de onda distintos, ou, equivalentemente, de frequências ou cores distintas. Tais frequências são mantidas longe o suficiente para que não interfiram diretamente uma na outra (figura 8), porém ainda podem ocorrer efeitos indiretos (RAMASWAMI, 2010). Tal processo de multiplexação é bastante empregado atualmente em redes de longas distâncias, como as redes submarinas.

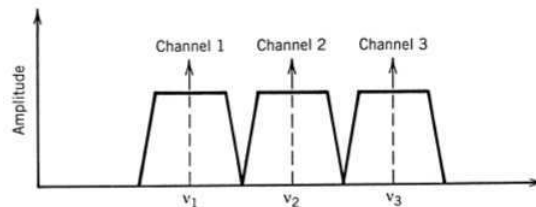


Figura 7 – Representação dos sinais no domínio da frequência com o uso de WDM.

Fonte: (AGRAWAL, 2002)

Além da WDM, ainda há a ultra-densa WDM (*ultra dense Wavelength Division Multiplexing (UDWDM)*), que teve sua implementação facilitada pelo uso de detecção coerente, a qual consiste em um modo de detecção de alta sensibilidade e seletividade. UDWDM permite taxas de dados bidirecionais (*upstream* e *downstream*) de 10 Gb/s por usuário, dentro de uma faixa de 5 GHz, a qual é consideravelmente pequena (FERREIRA, 2017).

A utilização de WDM em detrimento do TDM é de interesse do mercado por tornar possível a diminuição da frequência da onda portadora, logo, diminuindo a taxa de símbolos enviados. Isso permite que os conversores analógico-digital e o próprio DSP trabalhem em taxas menores, diminuindo o custo do sistema (SOUTO, 2017).

Tal método de multiplexação associado a detecção coerente também permite o uso de técnicas de modulação avançadas, que tiram proveito não só da amplitude do sinal, mas também de características como fase e polarização, o que permite que um símbolo consiga conter mais informações.

### 2.2.1 Multiplexação em polarizações ortogonais

A onda luminosa possui uma capacidade de polarização, em que uma onda que oscila em um determinado plano pode coexistir com uma outra onda que oscila em outro plano, com o mesmo comprimento de onda, sem causar interferências diretas na primeira. Tal propriedade foi aproveitada para criar a multiplexação por polarizações ortogonais, o que permite dobrar a capacidade do sistema (SOUTO, 2017).

A utilização de duas ondas polarizadas torna o receptor mais complexo. Como a fibra não é perfeita, suas imperfeições aumentam ainda mais os desafios da recepção, o que ocasiona, por exemplo, a dispersão por modos de polarização, que será abordada mais

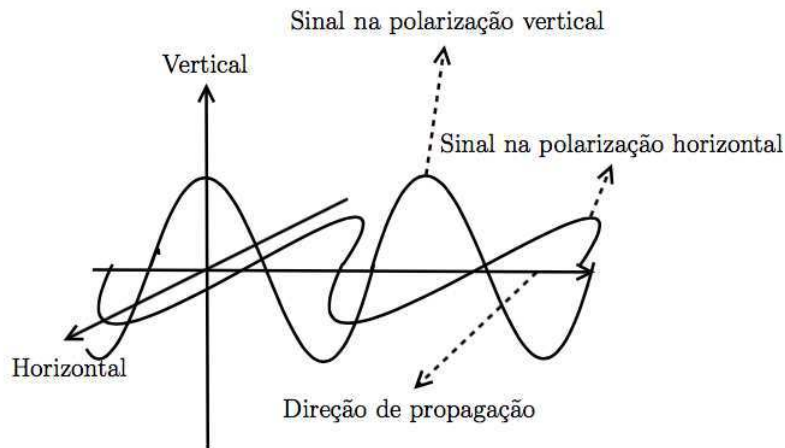


Figura 8 – Sinais multiplexados em polarizações ortogonais.  
Fonte: (SOUTO, 2017)

a frente. Além das imperfeições da própria fibra, ainda há alterações nas orientações em que as ondas foram multiplexadas, devido a variações de temperatura, choques mecânicos, entre outros fatores. Porém, com a utilização de avançados algoritmos de DSP, se torna possível deixar a atividade de separação das polarizações para o domínio elétrico (SOUTO, 2017).

## 2.3 Modulação

Nas primeiras PONs, o processo de modulação digital utilizado era o *on-off keying* (*OOK*), que consistia em uma mudança na potência do sinal entre dois níveis, em que um deles normalmente era definido como zero (AGRAWAL, 2002). Tal modulação só tirava proveito da amplitude do sinal, sendo uma forma de transmissão bastante limitada e de simples detecção direta, através de um fotodiodo. Como só é possível obter apenas uma informação por símbolo, essa é uma modulação binária de 1 bit.

Com o surgimento de técnicas de detecção mais sofisticadas, como a detecção coerente, foi possível desenvolver modulações que tiram proveito de mais características das ondas luminosas eletromagnéticas, como sua fase e amplitude.

A modulação por chaveamento de fase em quadratura (*Quadrature Phase Shift Keying* (*QPSK*)) consegue enviar dois bits de informação a cada ciclo do sinal. Nela, se lida ao mesmo tempo com a fase e com a intensidade do sinal, tendo na saída a soma de sinais senoidais e cossenoidais (BRAGA, 2017). A figura 9 ilustra os símbolos da constelação dessa modulação, no eixo horizontal tem-se a informação sobre a componente em fase ( $I$ ) e no eixo vertical tem-se a informação sobre a componente em quadratura ( $Q$ ).

Além da modulação QPSK, outra modulação que tira vantagem da alta sensibilidade da detecção coerente é a modulação de amplitude em quadratura (*Quadrature Amplitude*

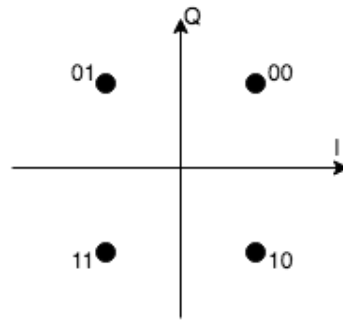


Figura 9 – Ilustração da constelação da modulação QPSK

*Modulation (QAM)*). Tal modulação permite o envio de uma quantidade "m" de símbolos por ciclo do sinal (níveis utilizados) (SOUTO, 2017), sendo referenciada normalmente como "m-QAM". Dentre essas quantidades, as mais citadas são a 8-QAM, 16-QAM, 32-QAM, 64-QAM e 256-QAM.

A escolha da quantidade "m" de símbolos depende da qualidade do meio (menor nível de ruído) e do receptor utilizado, devido a proximidade entre os símbolos da constelação (SOUTO, 2017). O receptor precisa ser mais sensível a pequenas variações de fase e intensidade do sinal (BRAGA, 2017), contando com algoritmos avançados de remoção de ruídos, principalmente o ruído de fase, e lasers de pequena largura linha. Como exemplo, podemos citar a modulação de 16-QAM, que dispõe de 4 bits por símbolo, conforme pode-se observar na figura 10. Essa modulação apresenta uma melhor eficiência espectral (SE) em relação a modulação QPSK, assim como as de maior quantidade de níveis apresentam uma maior SE em relação a 16-QAM.

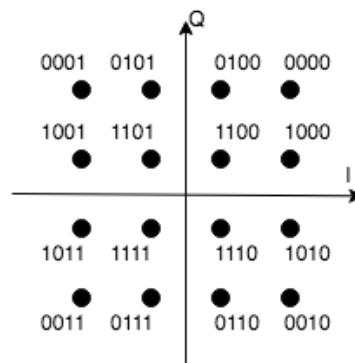


Figura 10 – Ilustração da constelação da modulação 16-QAM

Nas modulações multi-níveis, os símbolos são representados pela equação 2.4. Nela, o subíndice  $i$  varia de 0 a  $m$ , onde  $m$  é a quantidade de níveis adotados,  $A$  representa a amplitude da componente em fase,  $B$  a amplitude da componente em quadratura e  $j$  é a unidade imaginária (SOUTO, 2017).

$$S = A_i + jB_i \quad (2.4)$$

## 2.4 Processamento digital de sinais (*DSP*)

O desenvolvimento de algoritmos avançados de processamento digital de sinais (*DSP*) permitiu que o aumento das taxas de transmissão ocorresse mesmo quando os efeitos de degradação da fibra óptica assumem grandes níveis. O principal papel do *DSP* é filtrar e reverter os efeitos lineares ocasionados pela fibra óptica, recuperando o sinal recebido para o mais próximo possível do estado em que ele se encontrava no momento de sua transmissão. Para tanto, esse processo ocorre em etapas.

Em um sistema óptico coerente que se utiliza de multiplexação por dupla polarização e modulações QPSK e QAM, após a atuação do ADC, o *DSP* deverá ser capaz de realizar a normalização dos sinais recebidos, a compensação da dispersão cromática, através do equalizador estático, o ajuste entre a taxa de amostragem e o clock de operação do ADC, a equalização dinâmica, que realiza a compensação da dispersão dos modos de polarização e a demultiplexação do sinal, a recuperação da fase e, por fim, o retorno dos símbolos agora corrigidos e próximos dos originalmente enviados pelo receptor ao formato de *stream* de bits. Se a saída do transmissor e a entrada do receptor estiverem com bits 100% iguais, obteve-se uma BER de valor zero. Para ajudar a melhorar a BER, ainda é possível a utilização de um FEC após o *DSP*. Um exemplo de uma estrutura de um receptor *DSP* é ilustrado na figura 11.

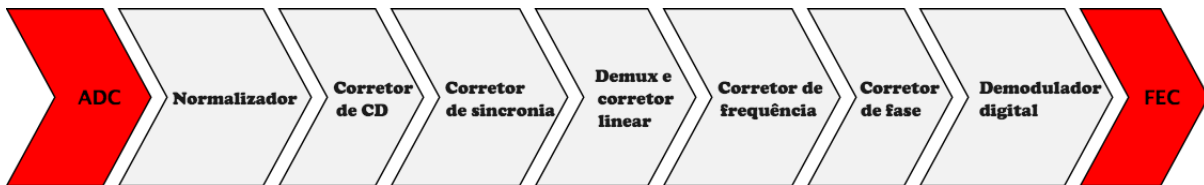


Figura 11 – Exemplo de um esquemático de um DSP coerente.



## 3 Compensação de efeitos lineares da transmissão em canais ópticos coerentes

O sinal que transita em uma fibra óptica sofre os mais diversos efeitos. Esses efeitos são responsáveis por limitar as distâncias que uma informação pode alcançar sem a necessidade de um repetidor ou amplificador óptico, além de limitar o tipo de multiplexação e modulação utilizados. Para poder recuperar uma informação transmitida, é necessário conhecer quais são os efeitos lineares inseridos pela fibra óptica e ter conhecimento das melhores opções atuais de algoritmos a serem utilizados para a recuperação do sinal por parte do DSP.

### 3.1 Dispersão cromática

A dispersão cromática (*Chromatic dispersion (CD)*), ou dispersão de velocidade de grupo (DVG), é um efeito linear causado pela fibra óptica que ocorre devido a diferentes componentes espectrais de uma onda luminosa viajarem em velocidades diferentes (RAMASWAMI, 2010). Isso ocorre principalmente pelo fato de que o índice de refração da sílica, material de que é feita a fibra óptica, depende do comprimento de onda da luz (dispersão do material). Logo, componentes que possuem frequências diferentes sofrerão refrações diferentes, o que as fará chegar em tempos distintos no receptor e causa uma interferência intersimbólica (RAMASWAMI, 2010).

Segundo (SOUTO, 2017), considerando  $\Delta\omega$  a largura espectral do pulso do laser, a medida do alargamento do pulso  $\Delta T$ , para uma fibra de comprimento  $L$ , é dada pela equação 3.1.

$$\Delta T = L\beta_2\Delta\omega \quad (3.1)$$

Em 3.1, o parâmetro  $\beta_2$  é a derivada segunda da constante de propagação do campo eletromagnético  $\beta$  em relação a frequência. Este parâmetro representa o atraso de todas as componentes do pulso óptico na fibra (o quanto o pulso durará) e é chamado de *parâmetro DVG* (RAMASWAMI, 2010). Reescrevendo 3.1 em função do comprimento de onda, tem-se a equação 3.2, de onde se pode tirar o parâmetro de dispersão dado em 3.3, cuja unidade é *ps/km/nm* (SOUTO, 2017). Um melhor detalhamento matemático pode ser visto em (AGRAWAL, 2002).

$$\Delta T = DL\Delta\lambda \quad (3.2)$$

$$D = -\frac{2\pi c}{\lambda^2} \beta_2 \quad (3.3)$$

A CD em um envelope de um pulso  $A(z, t)$  pode ser modelada pela equação diferencial parcial dada em 3.4 (ZHOU, 2016). Nela,  $z$  é a distância da propagação e  $t$  é variável com o tempo em uma janela que se move com o pulso  $A(z, t)$ . Aplicando a transformada de Fourier (*Fast Fourier Transform (FFT)*), tem-se a função de transferência no domínio da frequência dada em 3.5 (ZHOU, 2016).

$$\frac{\delta A(z, t)}{\delta z} = \frac{j\beta_2}{2} \frac{\delta^2 A(z, t)}{\delta^2} \quad (3.4)$$

$$G(z, w) = \exp\left(-\frac{j\beta_2}{2} \omega^2 z\right) \quad (3.5)$$

Logo, a CD poderia ser compensada por um filtro passa-tudo  $1/G(z, w)$ , o qual pode ser aproximado por um filtro de resposta ao impulso finita (*Finite Impulse Response (FIR)*).

### 3.1.1 Algoritmo

Uma das formas de definir os coeficientes do filtro FIR citadas por (ZHOU, 2016) é a partir do truncamento da resposta ao impulso. Se for considerado um filtro com  $N_{TI}$  coeficientes, então os coeficientes poderão ser definidos a partir da equação 3.6.

$$h_{TI} = \frac{1}{\sqrt{\rho}} \exp\left(-\frac{j\pi}{\rho} \left(n - \frac{N_{TI} - 1}{2}\right)^2\right) \quad (3.6)$$

Além da possibilidade de se realizar a compensação da CD com o uso de filtros digitais no DSP, há também a possibilidade de se usar fibras de compensação de dispersão (*dispersion compensating fibers (DCF)*) no sistema. Elas possuem um parâmetro de dispersão exatamente oposto ao da fibra de transmissão, o que anula a total (SOUTO, 2017). Porém, essa é uma opção de custos financeiros maiores do que a implementação de um DSP.

## 3.2 Dispersão dos modos de polarização

A dispersão dos modos de polarização (*polarization mode dispersion (PMD)*) é um efeito linear presente nas fibras óticas quando se utiliza o modo de multiplexação com dupla polarização (*dual polarization (DP)*). Ela ocorre por conta da imperfeição no formato da fibra ótica, que não é perfeitamente cilíndrica, seja por conta da fabricação, seja por conta de estresses externos. Como sua seção transversão se assemelha mais a uma

elipse, cada sentido de propagação possui um índice de refração distinto (birrefringência), o que faz com que as ondas com diferentes polarizações cheguem com velocidades diferentes no receptor, resultando em uma confusão no sinal recebido. É desse acontecimento que surge o conceito de eixo rápido e eixo lento (OSPINA, 2017).

Essa diferença entre os tempos de propagação é chamada de atraso diferencial de grupo (*differential group delay (DGD)*), ela causa interferência inter-simbólica (SOUTO, 2017), a qual pode ser observada na figura 12. Tal interferência, se não compensada adequadamente pelo DSP, pode penalizar a BER. É possível acompanhar a modelação matemática desse efeito em (ZHOU, 2016), através do uso de matrizes de Jones, que são usadas para representar objetos ópticos lineares. A modelagem do PMD pode ser observada na equação 3.7.

$$U = \begin{bmatrix} \exp\left(-j\frac{\phi}{2}\right) & -\frac{\hat{p}_\omega \Delta\omega}{2} \sin\left(\frac{\phi}{2}\right) \\ \frac{\hat{p}_\omega \Delta\omega}{2} \sin\left(\frac{\phi}{2}\right) & \exp\left(j\frac{\phi}{2}\right) \end{bmatrix} \quad (3.7)$$

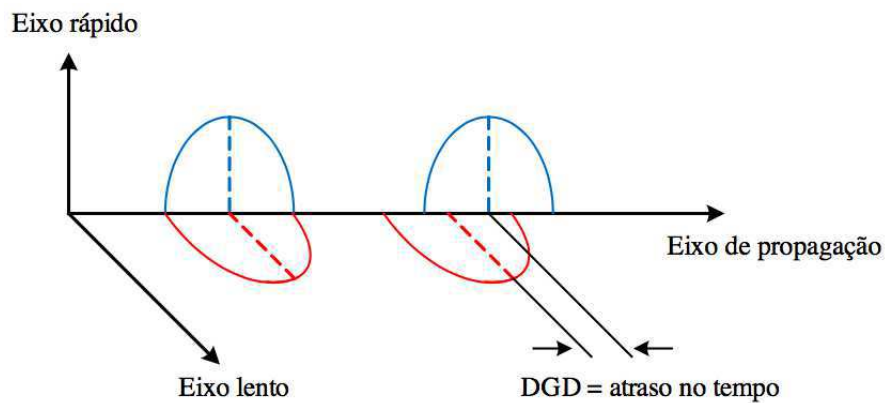


Figura 12 – differential group delay (DGD).

Fonte: (SOUTO, 2017)

### 3.2.1 Perdas dependentes da polarização

Além da PMD, há também as perdas dependentes da polarização (*Polarization Dependent Loss (PDL)*). Como materiais e componentes ópticos diferentes, como conectores e emendas, reagem diferentemente aos tipos de polarização da luz, cada modo de polarização sofre uma atenuação diferente ao se propagar no sistema óptico, o que caracteriza a PDL. Ela é responsável por gerar irregularidades na potência do sinal ao longo do enlace óptico e é um fator causador de degradação na relação sinal ruído óptica (OSNR) (SOUTO, 2017).

### 3.2.2 Algoritmo

Para lidar com o PMD, além da PDL, a literatura (OSPINA, 2017) (FERREIRA, 2017) sugere o uso de uma estrutura de múltiplas entradas e múltiplas saídas (*Multiple-*

*Input and Multiple-Output (MIMO)*) 2x2, que é capaz não só de corrigir a PMD, como também realizar a demultiplexação por dupla polarização do sinal. A estrutura proposta é conhecida como equalizador dinâmico, consistindo na utilização de filtros lineares em uma estrutura borboleta, ela pode ser observada na figura 13. Se chama equalizador dinâmico (ou adaptativo) pois tal característica não é determinística, ela varia de acordo com as características do meio (SUYAMA, 2003).

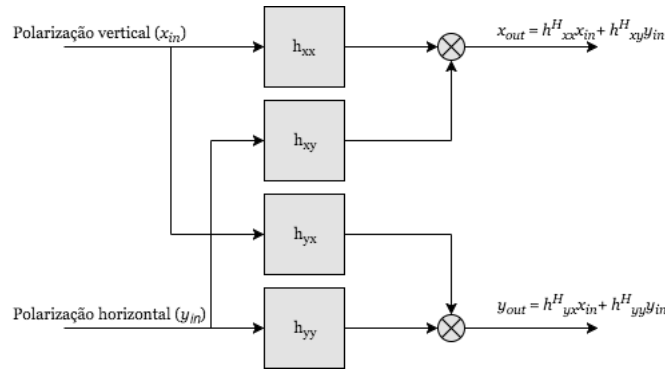


Figura 13 – Estrutura de um equalizador dinâmico.

Fonte: adaptado de (OSPINA, 2017)

Em (ZHOU, 2016) também é possível encontrar sugestões de algoritmos a serem utilizados para a atualização dos coeficientes dos 4 filtros da estrutura MIMO, entre eles destaca-se o uso do algoritmo *Constant Modulus Algorithm (CMA)*, que é adequado para atuar juntamente ao uso da modulação QPSK ou 4-QAM, que possuem módulos constantes (igual a 1).

$$\varepsilon_x = 1 - |x_0|^2 \quad (3.8)$$

$$\varepsilon_y = 1 - |y_0|^2 \quad (3.9)$$

O algoritmo CMA consiste em uma técnica não-supervisionada (*blind* ou auto-didata) a qual corrige a PMD através da minimização da função custo, ou seja, da magnitude de 3.8 e 3.9, que correspondem aos sinais de erro. Ela é uma técnica autodidata pois não há necessidade de uma sequência de treinamento para iniciar o funcionamento. O CMA utiliza-se de algoritmos de gradiente estocásticos com o parâmetro  $\mu$  (tamanho do passo) para atualizar seus coeficientes seguindo as equações de 3.10 à 3.13 (ZHOU, 2016). Nela,  $\mathbf{x}^*$  corresponde ao conjugado complexo de  $x$ . Em (DIGITAL... , 2010) é possível encontrar um melhor detalhamento matemático do algoritmo sugerido por Godard (SELF-RECOVERING... , 1980), o qual vem sendo amplamente utilizado desde os anos 80.

$$h_{xx}(n+1) = h_{xx}(n) + 2\mu\varepsilon_x x_0 \mathbf{x}^* \quad (3.10)$$

$$h_{xy}(n+1) = h_{xy}(n) + 2\mu\varepsilon_x x_0 \mathbf{x}^* \quad (3.11)$$

$$h_{yx}(n+1) = h_{yx}(n) + 2\mu\varepsilon_x x_0 \mathbf{x}^* \quad (3.12)$$

$$h_{yy}(n+1) = h_{yy}(n) + 2\mu\varepsilon_x x_0 \mathbf{x}^* \quad (3.13)$$

Para modulações com um maior número de níveis, como a 16-QAM, é possível encontrar em (ZHOU, 2016) diversos outros métodos que trabalhariam melhor, e alguns deles ainda contam com o algoritmo CMA para a etapa de convergência inicial, como o *Radius Directed Equalization (RDE)*. É possível observar na imagem 14 o resultado prático da aplicação do algoritmo CMA obtido por (FERREIRA, 2017).

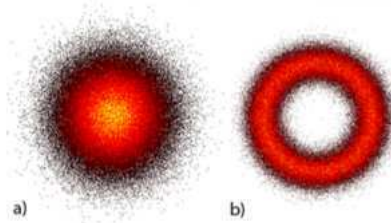


Figura 14 – Constelação DP-QPSK antes (a) e após (b) a utilização do algoritmo CMA.  
Fonte: (FERREIRA, 2017)

É importante destacar que tal estruturar equalizadora em formato borboleta é capaz de corrigir não só a PMD, mas também outras fontes de interferência intersimbólica, como a dispersão cromática residual, limitações de largura de banda do receptor e do transmissor e ainda não-linearidades da fibra, uma vez que algoritmos que atualizam os coeficientes do equalizador, como o CMA, não são capazes de perceber a origem da interferência intersimbólica (ZHOU, 2016).

### 3.3 Desvio de frequência

Ao se utilizar uma detecção coerente *intradyne*, é normalmente esperado um desvio de frequência ( $\Delta f$ ) entre as frequências centrais do laser do transmissor e do laser do oscilador local. Como as frequências estão na ordem de tera-hertz, um desvio implicaria em frequências na ordem de mega-hertz, o que ocasionaria um erro de fase no receptor, o qual será abordado mais a frente. O desvio de fase resultante do desvio de frequência possui uma natureza aproximadamente constante entre símbolos adjacentes. Dessa forma, é possível modelar o sinal recebido  $r_k$  na presença do desvio de frequência de acordo com a equação 3.14 (SOUTO, 2017).

$$r_k = s_k e^{jk\Delta\phi} \quad (3.14)$$

Na equação 3.14,  $s_k$  representa o sinal transmitido e  $\Delta\phi$  é o desvio de fase causado pelo desvio de frequência entre os símbolos adjacentes ( $k$  e  $k + 1$ ), dado pela equação 3.15, em que  $T$  é o tempo do símbolo (SOUTO, 2017).

$$\Delta\phi = 2\pi\Delta fT \quad (3.15)$$

Na figura 15 é possível observar o erro de fase ocasionado por um desvio de frequência de 50 MHz após ser retirada a dependência da informação, em um sistema operando com 7 Gbaud (símbolos por segundo).

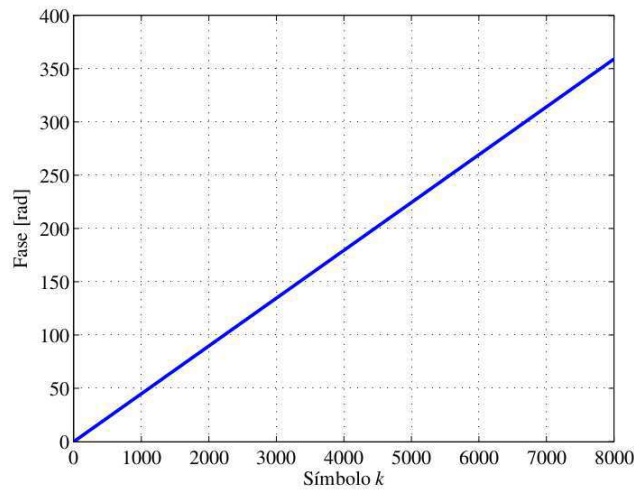


Figura 15 – Evolução da fase do sinal na presença de um desvio de frequência de 50 MHz, após a remoção da dependência da informação transmitida.

Fonte: (SOUTO, 2017)

### 3.3.1 Jitter

Além do desvio de frequência ( $\Delta f$ ) já esperado entre as frequências centrais dos lasers emissores e receptores, ainda há um desvio de frequência ocasionado pelas vibrações mecânicas que ocorrem em situações práticas, que constituem um desvio randômico. Porém, essas flutuações randômicas de frequência podem ser modeladas como uma modulação em frequência dirigida por uma senoide de grande amplitude e baixa frequência (OSPINA, 2017).

Esse desvio randômico é conhecido como *carrier frequency jitter* e deve ser compensado junto de  $\Delta f$  para que não haja problemas com os algoritmos compensadores de desvio de fase. Portanto, a frequência a ser compensada deve ser  $\Delta F$ , que possui um caráter dinâmico, sendo uma relação entre  $\Delta f$  e o jitter, e é regida pela equação 3.16 (OSPINA, 2017).

$$\Delta F = \Delta f + \frac{\Delta A}{2} \sin(2\pi ft) \quad (3.16)$$

### 3.3.2 Algoritmo

Um dos algoritmos passíveis de ser utilizado para corrigir o desvio de frequência  $\Delta f$  é o algoritmo feed-forward baseado na potência de M-ésima ordem, onde M é a quantidade de níveis da modulação adotada (ZHOU, 2016), podendo ser de ordem maior que a quarta. Sua ideia básica consiste em determinar os picos da FFT do sinal, que ocorrem M vezes o desvio de frequência existente. Na figura 16 é possível visualizar os passos desse algoritmo.

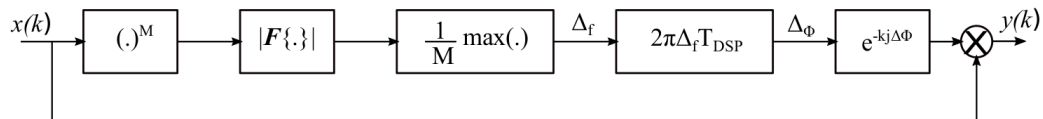


Figura 16 – Passos da recuperação do desvio de frequência com o uso de análise espectral.  
Fonte: (OSPINA, 2017)

A potência da M-ésima ordem é realizada com o objetivo de se obter a informação da modulação por fase do sinal transmitido (OSPINA, 2017). O desvio de frequência  $\Delta f$  é dado pelo índice da posição do pico da operação FFT dividido por M. Já  $T_{dsp}$  é o período do clock adotado pelo sistema, no caso, pelo DSP. Em (ZHOU, 2016) é possível encontrar um detalhamento maior desse e de outros métodos.

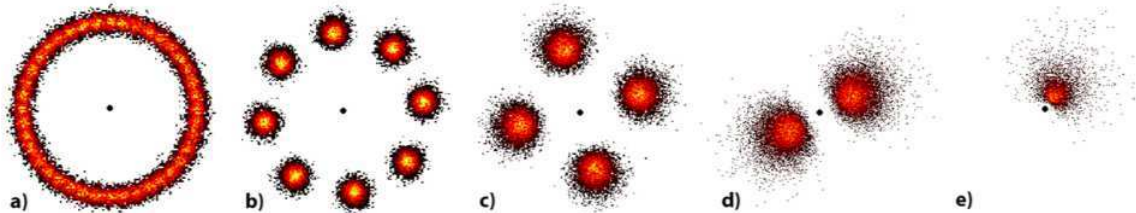


Figura 17 – Exemplo de ação do algoritmo da potência de M-ésima ordem aplicado sobre um sinal de modulação 8-QAM de acordo com o avanço da potência, de 1 à 8.  
Fonte: (FERREIRA, 2017)

Porém, tal método não é capaz de corrigir o desvio ocasionado pelo jitter, logo o  $\Delta f$  encontrado pode sofrer variações com o tempo, uma vez que o efeito do jitter pode ser modelado como uma senoide que varia com o tempo (equação 3.16). Os efeitos e tolerâncias dos sistemas ópticos ao jitter não rastreado podem ser compreendidos a fundo em (ZHOU, 2016).

## 3.4 Ruído de fase

O ruído de fase advém do fato de que os lasers atuais não conseguem produzir um feixe de luz monocromático, ou seja, que contém somente uma frequência. Os lasers emitem um feixe dentro de uma faixa de frequências, tal faixa é conhecida como largura

de linha  $\Delta v$ . Quanto menor a largura de linha, maior é o custo do laser, por isso os ruídos de fase são direcionados aos cuidados dos algoritmos de DSP (SOUTO, 2017).

Na presença do ruído de fase ocorre uma rotação randômica na constelação, até o ponto em que se perde completamente a referência das componentes em fase e em quadratura (SOUTO, 2017), como é possível observar nas figuras 17 e 18. Este é um problema que dificulta a interpretação correta do sinal de entrada, uma vez que os símbolos em modulações avançadas, como a QAM, também são dependentes da fase, e quão maior for a densidade da constelação, maior será o impacto no desempenho do sistema.

O ruído de fase pode ser modelado como um processo de Wiener, que é quantificado pelo período do símbolo e pelas larguras de linha dos lasers do LO e do transmissor (OSPINA, 2017). As equações 3.17 e 3.18 representam o desvio de fase  $\theta_k$  sofrido pelo  $k$ -ésimo símbolo (SOUTO, 2017), em que  $\Delta k$  e  $\Delta m$  são variáveis aleatórias com distribuição gaussiana de média nula e variância dada pela equação 3.19. Na equação 3.19,  $\Delta v$  representa a soma das larguras de linha de ambos os lasers envolvidos e  $T$  é o período do símbolo (SOUTO, 2017).

$$\theta_k = \theta_{k-1} + \Delta_k = \sum_{m=0}^{k-1} \Delta m \quad (3.17)$$

$$\theta_{k-i} = \theta_k + \sum_{m=0}^{i-1} \Delta m \quad (3.18)$$

$$\sigma_{\Delta}^2 = 2\pi\Delta vT \quad (3.19)$$

A intensidade do ruído de fase do sistema é quantificada pelo produto  $\Delta vT$  presente na equação 3.19. Um exemplo do efeito de ruído de fase simulado em (SOUTO, 2017) é exibido na figura 18. Nela tem-se representado um sistema com modulação 16-QAM e uma intensidade de ruído de fase na ordem de  $10^{-4}$ , com o uso de uma constelação com 500 símbolos e outra com 2000 símbolos.

### 3.4.1 Algoritmo

Um dos algoritmos mais eficientes na remoção do ruído de fase em aplicações de hardware em sistemas com modulações avançadas (como a QAM com mais de 4 níveis) é o *blind phase search (BPS)* baseado na mínima distância, que consiste em um algoritmo não-supervisionado. Nesse algoritmo, a fase da portadora é inspecionada dentro de uma região, a qual consiste entre  $[0, \pi/2]$  para modulações quadradas como a QAM, com incrementos fixos ou variáveis (ZHOU, 2016). Há uma fase de testes sucessivos em que a cada iteração o sinal (de  $2N$  símbolos) é multiplicado por um ângulo de fase teste e é calculada a distância entre a fase resultante obtida e as posições da constelação correta, através do erro médio



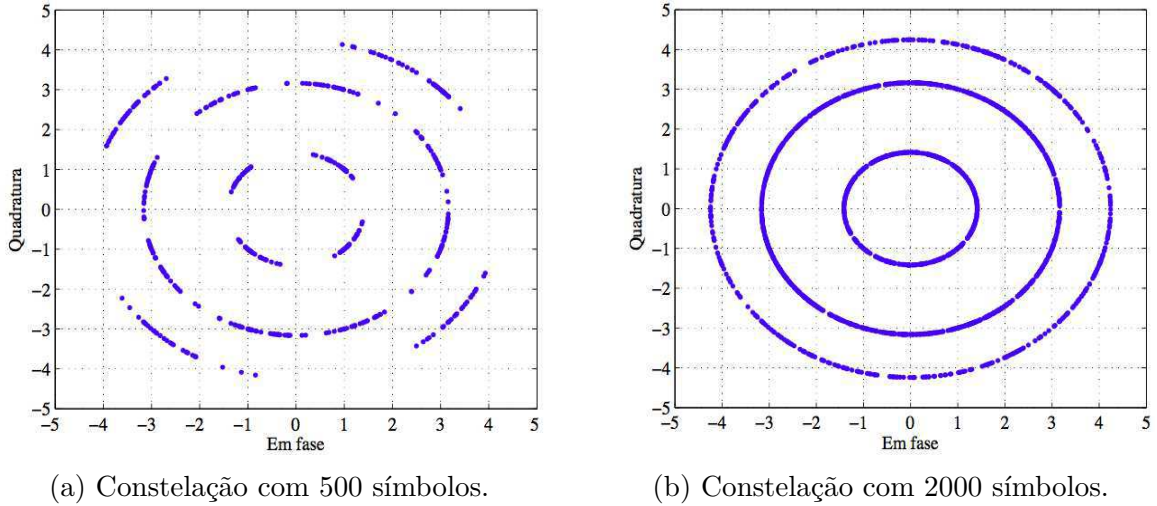


Figura 18 – Efeito do ruído de fase para uma constelação 16-QAM com  $\Delta vT = 10^{-4}$ .  
Fonte: (SOUTO, 2017)

quadrático da distância (*mean square distance error (MSDE)*). Após todos os testes é feito o cálculo das distâncias médias. O teste que apresentar a menor distância euclidiana será o escolhido para corrigir o ruído de fase (ZHOU, 2016). Porém, essa fase pode não ser sempre a desejada, havendo uma probabilidade de 1/4 para que a fase inicial detectada seja a correta em um sistema onde não há independência intersimbólica (resultados práticos obtidos em um projeto de DSP em desenvolvimento na BrPhotonics).

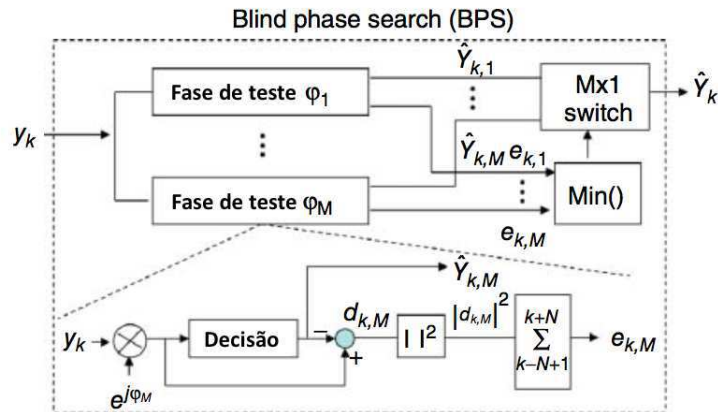


Figura 19 – Esquema do algoritmo BPS.  
Fonte: adaptado de (ZHOU, 2016)

O esquema mostrado na figura 19 consiste no princípio do algoritmo. Para simplificação, (ZHOU, 2016) denota  $y_k$  como um sinal digital de uma amostra por símbolo entrando no módulo corretor. Para a fase da portadora ser recuperada é necessário que  $y_k$  passe por múltiplos testes de ângulo de fase da portadora  $\phi_m$ , dado pela equação 3.20.

$$\phi_m = \frac{m-1}{B} \gamma, m \in \{1, 2, \dots, B\} \quad (3.20)$$

Se a constelação for rotacionalmente simétrica, como no caso da modulação QAM,  $\gamma = \pi/2$ , caso contrário,  $\gamma = 2\pi$ . Dessa forma,  $\phi_m$  é um múltiplo de  $\pi$ , o que consiste numa discretização do espaço de testes de fase, uma vez que uma variação contínua seria impossível na prática (OSPINA, 2017). Logo,  $B$  denota o número total de ângulos de teste de fase selecionados e  $m$  é o índice de cada teste.

Após cada teste, todos os símbolos rotacionados são levados ao circuito de decisão, em que a distância média quadrática até o ponto referência da constelação mais próximo é calculada  $|d_{k,m}|^2$ . Para remover distorções de ruído aditivo, é necessário considerar os  $2N$  símbolos consecutivos da entrada que foram rotacionados pelo mesmo ângulo de fase  $\phi_m$ . Os erros da distância média desses símbolos são, então, somados e o teste que obtiver a menor das distâncias é considerado o que detém a posição ótima do ângulo de fase a ser corrigido. Quando  $y_k$  consiste em mais de um símbolo, a cada variação na entrada  $y_k$  é necessário haver ainda dados da entrada anterior, de forma que o passo da entrada é menor que  $2N$ , como ilustrado na figura 20. Quanto menor esse passo, maior a precisão da correção (OSPINA, 2017).

Ainda segundo (ZHOU, 2016), como a decodificação já ocorreu em cada teste de fase realizado, a saída  $\hat{Y}_{k,m}$  é escolhida através do índice  $m_{k,min}$  obtido no somatório de menor distância.

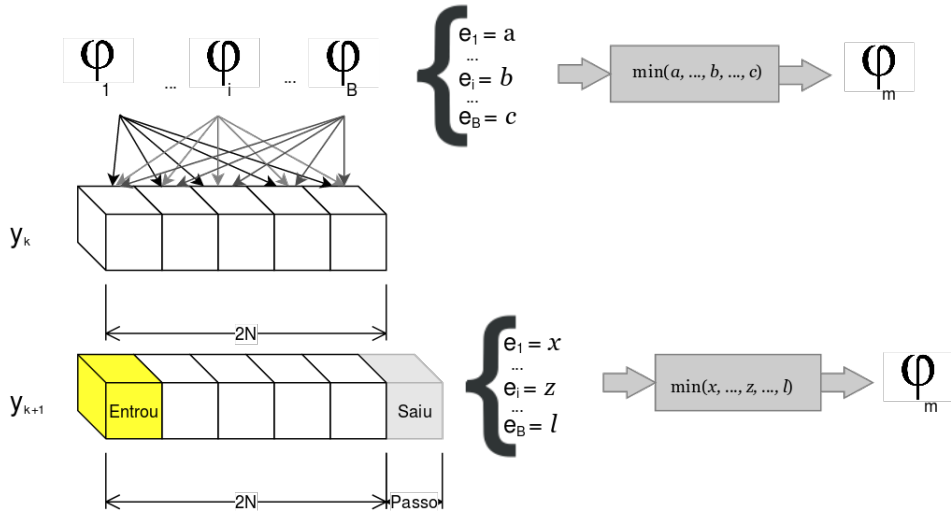


Figura 20 – Esquema de variação de entradas do algoritmo BPS, como  $m \in \{1, \dots, B\}$ .

## 4 Conclusão

Sistemas ópticos de comunicação coerente são sistemas cuja exploração e desenvolvimento tendem sempre a avançar, dada as necessidades das redes de comunicação atuais. Por tanto, é esperado que sempre surjam novos algoritmos de DSP, sejam eles mais eficientes para aplicações de hardware, sejam eles mais versáteis para trabalhar com os tipos de modulação e multiplexação adotados.

Neste trabalho visou-se discorrer brevemente sobre a configuração de sistemas de comunicação óptica de detecção coerente, dando ênfase aos efeitos lineares que sofrem os sinais transmitidos via fibra-óptica e os principais algoritmos modernos para atuar sobre eles, sendo somente uma base para aqueles que se interessam pela união entre processamento digital de sinais e comunicações ópticas.

Aqui foram utilizadas fontes conceituadas de conteúdo de comunicações digitais, como o livro *Fiber-Optic Communication Systems*, de (AGRAWAL, 2002), e também fontes recentes de processamento digital de sinais para comunicações coerentes, como *Enabling technologies for high spectral-efficiency coherent opticalcommunication networks*, de (ZHOU, 2016).

Conhecimentos adquiridos tanto durante a graduação quanto durante a disciplina de estágio integrado realizadas foram de suma importância para a realização deste trabalho de conclusão de curso.



# Referências

- AGRAWAL, G. P. *Fiber-Optic Communication Systems*. [S.l.]: Wiley, 2002. ISBN 0-471-22114-7. Citado 8 vezes nas páginas 21, 22, 25, 26, 27, 28, 31 e 41.
- BRAGA, N. C. *Conceitos de modulação digital*. 2017. Disponível em: <<http://www.newtoncbraga.com.br/index.php/telecomunicacoes/5018-tel048>>. Citado 2 vezes nas páginas 28 e 29.
- DIGITAL Coherent Optical Receivers: Algorithms and Subsystems. *IEEE Journal of selected topics in quantum electronics*, 2010. Citado na página 34.
- FERREIRA, R. M. da S. *Advanced Digital Signal Processing for Flexible Optical Access Networks*. Tese (Doutorado) — Universidade de Aveiro, Portugal, 2017. Previsão de defesa: dezembro/2017. Citado 6 vezes nas páginas 19, 26, 27, 33, 35 e 37.
- NIELSEN, J. *Nielsen's Law of Internet Bandwidth*. 2016. Disponível em: <<https://www.nngroup.com/articles/law-of-bandwidth/>>. Citado na página 19.
- OSPINA, R. S. B. Impact of transceiver imperfections on the performance of digital signal processing in coherent optical systems. Qualificação de mestrado apresentada na Universidade Estadual de Campinas (Unicamp) em Julho de 2017. 2017. Citado 7 vezes nas páginas 24, 33, 34, 36, 37, 38 e 40.
- PASCHOTTA, R. *Fibers*, em *Encyclopedia of Laser Physics and Technology*. 2017. Disponível em: <<https://www.rp-photonics.com/fibers.html>>. Citado na página 19.
- RAMASWAMI, e. a. R. *Optical Networks*. [S.l.]: Elsevier, 2010. ISBN 978-0-12-374092-2. Citado 4 vezes nas páginas 23, 26, 27 e 31.
- RIBEIRO, R. V. *Passive Optical Network (PON): Topologia*. 2008. Disponível em: <[https://www.gta.ufrj.br/ensino/eel879/trabalhos\\_vf\\_2008\\_2/rafael\\_ribeiro/Topologia.html](https://www.gta.ufrj.br/ensino/eel879/trabalhos_vf_2008_2/rafael_ribeiro/Topologia.html)>. Citado na página 22.
- SELF-RECOVERING Equalization and Carrier Tracking in Two- Dimensional Data Communication Systems. *EEE Transacions on Communications*, v. 28, n. 11, 1980. Citado na página 34.
- SOUTO, D. V. *Recuperação de fase usando diversidade de polarização e de portadora para sistemas DP-16-QAM*. Dissertação (Mestrado) — Universidade Estadual de Campinas, 2017. Citado 14 vezes nas páginas 23, 24, 25, 26, 27, 28, 29, 31, 32, 33, 35, 36, 38 e 39.
- SUYAMA, R. *Sobre o Critério do Módulo Constante para Equalização Não-Supervisionada e suas Relações com a Teoria de Wiener*. Dissertação (Mestrado) — Universidade Estadual de Campinas, 2003. Citado na página 34.
- ZHOU, C. X. X. *Enabling technologies for high spectral-efficiency coherent optical communication networks*. [S.l.]: Wiley, 2016. ISBN 9781118714768. Citado 10 vezes nas páginas 22, 32, 33, 34, 35, 37, 38, 39, 40 e 41.