

UNIVERSIDADE FEDERAL DE CAMPINA GRANDE
CENTRO DE ENGENHARIA ELÉTRICA E INFORMÁTICA
UNIDADE ACADÊMICA DE ENGENHARIA ELÉTRICA



RELATÓRIO DE ESTÁGIO

*Transmissão Óptica DP-QPSK a 100 Gb/s:
Técnicas de Compensação Eletrônica de Dispersão*

Júlio César Medeiros Diniz

Orientador:

Prof. Dr. José Ewerton P. de Farias – UAEE/CEEI/UFCG

Supervisor:

Dr. Júlio César Rodrigues F. de Oliveira – GTO/CPqD

Campina Grande - PB
Julho de 2010

Transmissão Óptica DP-QPSK a 100 Gb/s: Técnicas de Compensação Eletrônica de Dispersão

Júlio César Medeiros Diniz

Relatório do Estágio realizado na fundação Centro de Pesquisa e Desenvolvimento em Telecomunicações – CPqD. Apresentado à Unidade Acadêmica de Engenharia Elétrica como parte dos requisitos para obtenção do título de Engenheiro Eletricista.

Orientador: Prof. Dr. José Ewerton P. de Farias

Campina Grande - PB
Julho de 2010

Transmissão Óptica DP-QPSK a 100 Gb/s: Técnicas de Compensação Eletrônica de Dispersão

Júlio César Medeiros Diniz

Relatório do Estágio realizado na fundação Centro de Pesquisa e Desenvolvimento em Telecomunicações – CPqD. Apresentado à Unidade Acadêmica de Engenharia Elétrica como parte dos requisitos para obtenção do título de Engenheiro Eletricista.

José Ewerton P. de Farias, Dr., UFCG
Orientador

Waslon Terllizzie Araújo Lopes, Dr., UFCG
Componente da Banca

Campina Grande - PB
Julho de 2010

Agradecimentos

Agradeço a Júlio César R. F. de Oliveira, engenheiro e pesquisador em telecomunicações da Fundação CPqD, pela sua contribuição para realização deste trabalho e também por todo apoio dado.

Ao meu orientador Prof. Dr. José Ewerton P. de Farias, pela orientação durante todo o curso e pela influência, não apenas técnica, que me fazem ser uma pessoa melhor e mais feliz.

Aos meus colegas de CPqD: Vitor B., Adolfo, Juliano, Vitor V., Felipe M. e Amauri. Todos que me ajudaram ativamente nos trabalhos dentro do CPqD.

A coordenação, professores e funcionários da Universidade Federal de Campina Grande, em especial os que compõe o Departamento de Engenharia Elétrica, por terem contribuído para a minha formação acadêmica.

Aos meus colegas de curso que estudaram comigo e me ajudaram a obter todo o aprendizado necessário para me tornar um engenheiro.

A minha família por, carinhosamente e financeiramente, ajudar na minha ida para a cidade de Campina Grande - PB, onde estudei e depois a minha ida para a cidade de Campinas - SP, onde estagiei e pretendo fazer meu mestrado.

*À minha futura esposa
Camila Souto “Diniz”.*

Sumário

	vii
Lista de Figuras	xi
Lista de Tabelas	xiii
Glossário	xv
Artigos publicados pelo autor ao longo do período de estágio	xvii
Resumo	xix
1 Introdução Geral	1
1.1 Introdução	1
1.2 A Fundação CPqD	3
2 Transmissão óptica DP-QPSK e recepção coerente	5
2.1 Formato de modulação DP-QPSK	5
2.1.1 Comparação com outros formatos de modulação	6
2.2 Transmissor	7
2.2.1 Componentes do transmissor	7
2.2.2 Transmissor DP-QPSK	9
2.3 Receptor	10
2.3.1 Híbrida $90^\circ 2 \times 4$	10
2.3.2 Receptor coerente com diversidade de polarização	11
2.3.3 Conversor A/D e processador digital de sinais	12
3 Algoritmos de Filtragem Digital para Compensação de Dispersão	13
3.1 Dispersão cromática	13
3.1.1 Dispersão de velocidade de grupo (GVD) e parâmetro D	14
3.1.2 Dispersão de ordem elevada	15
3.1.3 Função de transferência	15
3.2 Dispersão de modos de polarização (PMD)	16
3.3 Passos para equalização	17
3.3.1 Algoritmos para compensação de dispersão cromática	18

3.3.2	Algoritmo de módulo constante para compensação de PMD	19
3.3.3	Estimação de fase conjunta usando um filtro plano	20
4	Simulação e Resultados	21
4.1	Esquema de simulação utilizado	21
4.2	Resultados	23
4.2.1	Caso 1: Sinal recebido com CD, mas sem PMD	23
4.2.2	Caso 2: Sinal recebido com CD e com PMD	24
5	Conclusões	27
A	Experimentos Preliminares	29
A.1	Ativação do Modulador Óptico 40 Gb/s NRZ-OOK – FTM7939EKA	29
A.2	Ativação do Modulador Óptico 40 Gb/s DQPSK – FTM7961EX	31
A.3	Transmissão óptica NRZ DQPSK 40 Gb/s em <i>back-to-back</i>	36

Lista de Figuras

2.1	Constelação 4-Dimensional do formato de modulação DP-QPSK.	6
2.2	Comparação dos espectros dos formatos de modulação DP-QPSK, DQPSK e NRZ-OOK	7
2.3	Modulador IQ FTM7961EX para 40 Gb/s da Fujitsu.	8
2.4	Esquema de um modulador IQ.	9
2.5	Transmissor DP-QPSK.	9
2.6	Implementação de uma Híbrida Óptica 90°.	11
2.7	Receptor DP-QPSK.	11
2.8	Diagrama de um bloco de fotodetectores balanceados.	12
3.1	Sequência de Processamento Digital do Sinal.	17
3.2	Método de compensação de dispersão cromática no domínio da frequência	18
4.1	Sistema Co-DP-QPSK 112 Gb/s considerado na simulação.	21
4.2	Sequência de DSP considerada.	23
4.3	Diagramas de constelação do sistema Co-DP-QPSK com 1000 km, considerando apenas dispersão cromática.	24
4.4	Diagramas de constelação do sistema Co-DP-QPSK com 1000 km, considerando todos os efeitos da fibra.	25
4.5	Diagramas de constelação do sistema DP-QPSK com 1000 km, após compensação de PMD	25
4.6	Diagramas de constelação do sistema DP-QPSK com 1000 km, após estimação de fase.	26
A.1	Curva de Transmitância do Modulador.	30
A.2	Diagrama esquemático para montagem do experimento.	31
A.3	Diagrama de Olho para formato de modulação OOK.	32
A.4	Diagrama de Olho para formato de modulação BPSK.	32
A.5	Curva de Transmitância do MZP.	33
A.6	Curva de Transmitância do MZC1.	33
A.7	Curva de Transmitância do MZC2.	34
A.8	Diagrama esquemático para montagem do experimento.	34
A.9	Diagrama de Olho para formato de modulação DBPSK utilizando MZC1.	35
A.10	Diagrama de Olho para formato de modulação DBPSK utilizando MZC2.	35
A.11	Diagrama de Olho para formato de modulação DQPSK.	36

A.12 Diagrama esquemático para montagem do experimento.	37
A.13 Diagrama de olho elétrico referente ao braço I e com detecção diferencial.	38
A.14 Diagrama de olho elétrico referente ao braço Q e com detecção diferencial.	38
A.15 Diagrama de constelação do sinal recebido (não-sincronizado), utilizando detecção diferencial.	38

Lista de Tabelas

2.1	<i>Comparação de formatos de modulação para taxa de 46 Gb/s</i>	6
4.1	<i>Parâmetros da Fibra</i>	22

Glossário

Bd	– Baud – Símbolos por segundo
BPSK	– Chaveamento de Fase Binária (<i>Binary Phase Shift Keying</i>)
CD	– Dispersão Cromática (<i>Chromatic Dispersion</i>)
CMA	– Algoritmo de Módulo Constante (<i>Constant Modulus Algorithm</i>)
DGD	– Atraso Diferencial de Grupo (<i>Differential group delay</i>)
DP-QPSK	– Chaveamento em Quadrifase com Polarização Dupla (<i>Dual Polarization Quadriphase Shift Keying</i>)
DQPSK	– Chaveamento em Quadrifase Diferencial (<i>Differential Quadriphase Shift Keying</i>)
EDFA	– Amplificador à fibra dopada com érbio (<i>Erbium Doped Fiber Amplifier</i>)
FEC	– Correção de Erros Adiante (<i>Forward Error Correction</i>)
GVD	– Dispersão de Velocidade de Grupo (<i>Group Velocity Dispersion</i>)
IEEE	– Instituto dos Engenheiros Eletricistas e Eletrônicos (<i>Institute of Electrical and Electronics Engineers</i>)
IM-DD	– Modulação de Intensidade - Detecção Direta (<i>Intensity Modulation - Direct Detection</i>)
ITU	– União Internacional de Telecomunicações (<i>International Telecommunications Union</i>)
OIF	– Optical Internetworking Forum
OOK	– Chaveamento Liga-Desliga (<i>On-Off Keying</i>)
OSNR	– Relação (ou razão) Sinal-Ruído Óptica (<i>Optical Signal to Noise Ratio</i>)
PMD	– Dispersão de Modos de Polarização (<i>Polarization Mode Dispersion</i>)
SMF	– Fibras Monomodo (<i>Single Mode Fibers</i>)
WDM	– Multiplexação por Divisão de Comprimento de Onda (<i>Wavelength Division Multiplexing</i>)

Artigos publicados pelo autor ao longo do período de estágio

Os seguintes artigos foram publicados ao longo do período do estágio:

Diniz, J. C. M.; Ribeiro, V. B.; Oliveira, J. C. R. F.; Herbster, A. F.; Pataca, D. M.; Bordonalli, A. C.; “*112 Gb/s Co-DP-QPSK Optical Transmission: Offline Digital Filtering Analysis*”, MOMAG 2010, Vila Velha - ES, Brasil, Agosto de 2010.

Ribeiro, V. B.; Oliveira, J. C. R. F.; **Diniz, J. C. M.**; Herbster, A. F.; Pataca, D. M.; Bordonalli, A. C.; “*Digital Polarization Tracking Algorithms for 100Gb/s Coherent DP-QPSK Transmission*”, MOMAG 2010, Vila Velha - ES, Brasil, Agosto de 2010.

Ribeiro, V. B.; **Diniz, J. C. M.**; Oliveira, J. C. R. F.; Herbster, A. F.; Bordonalli, A. C.; “*Digital Filtering Algorithms for 112Gb/s Dual Polarization QPSK Optical Systems with Coherent Detection*”, OSA – Latin America Optics and Photonics Conference, Recife - PE, Brasil, Setembro de 2010.

Resumo

Relata-se neste trabalho desenvolvido pelo aluno Júlio César Medeiros Diniz, o estágio realizado pelo o mesmo na Fundação Centro de Pesquisa e Desenvolvimento em Telecomunicações (CPqD). Este trabalho esteve no âmbito do Projeto de Pesquisa Aplicada em Redes Ópticas Convergentes (PA-ROC) – Prospecção 100G, financiado pelo Fundo para o Desenvolvimento Tecnológico em Telecomunicações (FUNTTEL).

Apresenta-se um conjunto de algoritmos de filtragem digital aplicados à transmissão óptica coerente a 100 Gb/s baseada no esquema de modulação de chaveamento de quadrifase em duas polarizações (DP-QPSK). Considerando os efeitos degradativos da fibra óptica, algoritmos de filtragem digital foram desenvolvidos e avaliados para permitir uma recuperação adequada dos dados transmitidos, utilizando processamento *offline*. Demonstram-se as compensações de dispersão cromática (CD) e de dispersão de modos de polarização (PMD) e faz-se a estimação e correção dos erros de fase, todos no domínio elétrico. Com o objetivo de se permitir transmissão óptica a longas distâncias e altas taxas, baseadas em formatos de modulação de altas ordens, em duas polarizações e com detecção coerente.

Capítulo 1

Introdução Geral

1.1 Introdução

Pares trançados de cobre, criados para transmitir sinais de voz, podiam ser usados para transmitir dados a 64 kb/s em meados da década de 90. Atualmente, centenas de milhões de usuários têm acesso à Internet banda larga via DSL, com taxas de transmissão de vários Mb/s. Tais taxas são alcançadas apenas através do uso de formatos de modulação de altas ordens. Diferentemente dos sistemas de comunicações elétricos, os sistemas ópticos ainda estão iniciando a implementação comercial de formatos de modulação de altas ordens. A dificuldade em se fabricar dispositivos eletrônicos mais complexos restringiram por muito tempo os sistemas ópticos ao simples desenvolvimento de modulação de intensidade, no transmissor, e de detecção direta, no receptor. Mesmo sem utilizar formatos avançados de modulação, comunicações à fibra óptica são muito superiores às comunicações a par trançado ou sem fio, devido à baixa atenuação da fibra, em torno de 0,2 dB/km, e também a banda utilizável da ordem de THz.

Os custos por bit de informação em redes de comunicações ópticas foram reduzindo gradativamente devido às novas tecnologias em anos recentes. No início dos anos 90, o advento do EDFA, foi responsável por um aumento no alcance das redes sem a necessidade de conversões eletro-ópticas. A tecnologia WDM foi viabilizada devido à ampla largura de faixa dos EDFAs, pois, vários canais podem ser amplificados utilizando apenas um EDFA. Durante os anos seguintes ao surgimento do EDFA, o produto capacidade \times distância foi aumentado pelo desenvolvimento de outras tecnologias como amplificação Raman, amplificação híbrida, fibras para compensação de dispersão, grades de difração de Bragg e utilização de códigos corretores de erros (utilização de FEC).

A redução de custo não é apenas alcançada se aumentando as distâncias de transmissão transparente e as capacidades de transmissão por fibra, mas também se compartilhando com-

ponentes ópticos através de muitos canais. Uma boa medida de desempenho é a eficiência espectral, definida pela razão entre a taxa de transmissão e a banda ocupada por canal. Quanto maior for a eficiência espectral, mais canais “cabem” dentro de uma janela de frequências de um dispositivo a ser compartilhado. Um aumento na eficiência espectral é alcançado se utilizando formatos avançados de modulação óptica. Além dos formatos avançados de modulação, outra tecnologia óptica emergente que é vista como um próximo passo para tornar as redes ópticas ainda mais custo-efetivas é a detecção coerente, pois foi demonstrado que apenas detecção coerente permite a convergência para o limite da eficiência espectral [7].

O campo elétrico em fibras SMF possui três parâmetros que podem ser utilizados para transportar informação. São eles a fase, a amplitude e a polarização. Atualmente, nos esquemas IM-DD, apenas se utiliza a amplitude para transporte da informação. Futuramente, vários b/s/Hz poderão ser transmitidos utilizando detecção coerente, mesmo considerando o impacto de não-linearidades da fibra, usando-se todas as quadraturas possíveis do sinal óptico [14]. Embora os formatos avançados de modulação óptica melhorem a eficiência espectral consideravelmente, a complexidade dos transmissores e receptores aumenta, fazendo-se necessário pesar o quanto a redução de custos devido à alta eficiência espectral vale a pena relacionada com o aumento dos custos devidos a complexidade.

É sabido que a carga de tráfego das redes de longa distância está em crescimento constante. As operadoras de telecomunicações reportam uma tendência no crescimento de tráfego de 50% ao ano, o tráfego mais do que dobra em um período de 2 anos [6]. Devido a isto, as operadoras necessitam aumentar a capacidade total de suas infra-estruturas de tempos em tempos. Atualmente, a capacidade de uma fibra está limitada a 10 Gb/s por canal, utilizando formato OOK, com eficiência espectral de 0,5 b/s/Hz. Para se aumentar as taxas de transmissão, sem aumentar a ocupação espectral, de modo que ainda seja possível utilizar a grade de 50 GHz DWDM, padronizada pela ITU, obrigatoriamente devemos considerar novas técnicas de modulação e novas técnicas de detecção, como a detecção diferencial e a detecção coerente.

Após alguns anos de estudos e contribuições científicas, a União Internacional de Telecomunicações (ITU), o Instituto de Engenheiros Eletricistas e Eletrônicos (IEEE) e o Fórum de Inter-redes Ópticas (OIF) estão elaborando normas para transmissão a 100 Gb/s baseada em Ethernet. Relacionado à transmissão e recepção óptica, o fórum OIF propôs o uso de transmissão DP-QPSK com detecção coerente. Tal formato de modulação utiliza multiplexação na polarização, enviando um sinal QPSK em cada uma das duas polarizações ortogonais, sendo um formato tetradimensional. Como um resultado da detecção coerente, todas as características do domínio óptico (fase, polarização e amplitude) podem ser recuperadas. Devido à isto, após uma conversão analógico-digital do sinal fotodetectado, é possível se compensar digitalmente

os efeitos da transmissão como dispersão cromática e PMD, além de ruídos de fase, desvios de frequência e até mesmo alguns efeitos não-lineares. Desta forma, vários algoritmos estão sendo propostos para reconstruir o sinal no domínio elétrico, considerando DP-QPSK com detecção coerente [8], [13], [4].

Neste relatório de estágio, demonstraremos os algoritmos para compensação através de filtragem digital de CD, PMD e erros de fase que viabilizam transmissão óptica a longas distancias utilizando DP-QPSK a 100 Gb/s. Tais algoritmos foram implementados para a futura implementação de um sistema de transmissão 100 Gb/s no CPqD, utilizando recursos do FUNTTEL. Os resultados deste trabalho foram obtidos através do uso da ferramenta de simulação óptica Optiwave *OptiSystemTM* e do uso do *software* Mathworks *MATLABTM*. Utilizados para a simulação da camada física e para o processamento digital de sinal, respectivamente.

Na seção seguinte há um breve resumo do que é o CPqD, empresa na qual o autor estagiou. No capítulo 2 explicamos o que é o formato de modulação DP-QPSK, comparamos com outros formatos de modulação e revisamos os dispositivos do transmissor e do receptor. No capítulo 3, revisamos os efeitos degradantes de natureza linear da fibra e explicamos os algoritmos para compensação eletrônica de tais efeitos. No capítulo 4, mostramos as simulações feitas em dois casos distintos e os resultados obtidos. O capítulo 5 contém as conclusões a cerca do estágio realizado. Além disso, no apêndice A estão os resultados de atividades preliminares realizadas no CPqD, tendo em vista a posterior implementação experimental do formato de modulação DP-QPSK a 100 Gb/s.

1.2 A Fundação CPqD

O CPqD - Centro de Pesquisa e Desenvolvimento em Telecomunicações – é uma fundação de direito privado que atua na área de tecnologias da informação e comunicação, sendo o maior centro de pesquisa e desenvolvimento da América Latina em sua área de atuação. Os produtos do CPqD são voltados para os setores: telecomunicações, financeiro, energia elétrica, industrial, corporativo, administração pública e inclusão digital.

O CPqD iniciou suas atividades em 1976 como Centro de Pesquisa e Desenvolvimento em Telecomunicações da Telebrás, empresa estatal responsável pelos serviços públicos de telecomunicações do Brasil. O objetivo inicial foi suprir as necessidades tecnológicas do setor de telecomunicações brasileiro. O Centro passou a ter um papel fundamental no setor, desenvolvendo produtos e equipamentos para suprir a necessidade do sistema de comunicações, diminuindo a importação que antes era realizada e passando a exportar as soluções e equipamentos desenvolvidos.

Ao longo de sua trajetória, o CPqD sempre desempenhou um papel estratégico no setor das telecomunicações. Nos primeiros anos de sua existência, voltou-se prioritariamente para as tecnologias emergentes, pesquisando, desenvolvendo e transferindo para a indústria diversos produtos com tecnologias de ponta.

Entre 1976 e 1998, o CPqD contribuiu de forma efetiva para a criação de uma “inteligência nacional” nas áreas de telecomunicações e tecnologia da informação. Em 1990, com a maior exposição nacional à competitividade internacional, o CPqD se responsabilizou pela evolução tecnológica do setor de telecomunicações. O Centro passou a enfatizar o crescimento da indústria nacional com suporte tecnológico e parcerias em pesquisas.

Em 1998, com a privatização das telecomunicações, o CPqD tornou-se uma fundação independente sem fins lucrativos, ampliando assim, o seu campo de atuação. Os produtos e serviços do CPqD foram reposicionados comercialmente no mercado de telecomunicações e de tecnologia da informação. A carteira de clientes aumentou, incluindo todas as concessionárias de serviços de telecomunicações no Brasil, celulares, TVs a cabo e recentemente as empresas de distribuição de água e energia elétrica.

O principal produto do CPqD é a geração de conhecimentos que chegam na forma de tecnologias de produto, sistemas de softwares, serviços tecnológicos, consultorias e participação com capital intelectual em empresas emergentes de base tecnológica.

A fundação é parcialmente financiada por fundos governamentais de ciência e tecnologia. As tecnologias de produto geradas pela instituição são repassadas para outras empresas, que se responsabilizam pela sua produção e comercialização. Assim, o CPqD não comercializa os seus produtos para clientes finais, ele se responsabiliza de desenvolver e disseminar novas tecnologias, produtos e serviços. Empresas como Padtec, Trópico, ClearTech, Instituto Atlântico, JÁ!, CPqD Technologies & Systems, Inc., Civcom e WxBR foram criadas a partir de iniciativas de parcerias tecnológicas criadas pelo CPqD.

Capítulo 2

Trasmissão óptica DP-QPSK e recepção coerente

Neste capítulo, será explicado o funcionamento do formato de modulação DP-QPSK. Será feita também uma comparação com diversos formatos de modulação óptica. Após isto, será feita uma revisão dos dispositivos necessários para o transmissor DP-QPSK e para o receptor coerente com diversidade de polarização.

2.1 Formato de modulação DP-QPSK

QPSK em dupla polarização (DP-QPSK) é obtido ao se codificar informação em quatro níveis de fase, de acordo com o formato QPSK, e sobre dois estados de polarização ortogonais simultaneamente. Tal formato usa duas dimensões da fase e duas dimensões da polarização, o que resulta em quatro dimensões ($2 \times 2 = 4$) [9]. As quatro funções base são:

- $g_1(t) = \cos(\omega t + \phi_0) \cdot \vec{e}_x$
- $g_2(t) = \sin(\omega t + \phi_0) \cdot \vec{e}_x$
- $g_3(t) = \cos(\omega t + \phi_0) \cdot \vec{e}_y$
- $g_4(t) = \sin(\omega t + \phi_0) \cdot \vec{e}_y$

A constelação do sinal DP-QPSK está representada na Fig. 2.1, demonstrando os 16 símbolos existentes em uma perspectiva tri-dimensional [15].

Como o DP-QPSK modula quatro bits por símbolo, uma taxa de símbolos de 28 GBd (considerada alcançável para os sistemas atuais) é suficiente para obter 112 Gb/s de taxa

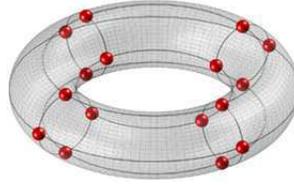


Fig. 2.1: Constelação 4-Dimensional do formato de modulação DP-QPSK.

de linha. Isto se traduz em uma taxa efetiva de dados de 100 Gb/s, quando se desconta aproximadamente 7% de “*overhead*” devido ao FEC e 4% de “*overhead*” do padrão Ethernet. A baixa taxa de símbolos aumenta a tolerância às degradações de natureza linear do sinal óptico, as quais permitem requisitos menos rigorosos para equalização eletrônica, e também faz possível a utilização de componentes elétricos incapazes de operar a taxas extremamente elevadas.

2.1.1 Comparação com outros formatos de modulação

Para uma taxa de transmissão de 46 Gb/s e uma taxa de erro de bit (BER) de 10^{-3} , a Tab. 2.1 [12] mostra os valores para taxa de símbolo (Bd), eficiência espectral (bit/s/Hz) e relação sinal-ruído óptica (OSNR em dB) para OOK (on-off keying) e 7 técnicas avançadas de modulação digital óptica. Percebe-se que entre os formatos de modulação comparados, DP-QPSK necessita da menor OSNR, tendo uma taxa de símbolos quatro vezes menor do que o formato OOK. Tal diminuição na taxa de símbolos é diretamente proporcional ao estreitamento do espectro do formato DP-QPSK em relação ao formato OOK.

Tab. 2.1: Comparação de formatos de modulação para taxa de 46 Gb/s

Formato	Taxa de Símbolos	Eficiência Espectral	OSNR Necessária
OOK	46 GBd	0,5 b/s/Hz	12,5
DBPSK	46 GBd	0,5 b/s/Hz	9,5
DQPSK	23 GBd	1 b/s/Hz	10,9
DP-BPSK	23 GBd	1 b/s/Hz	8,2
DP-QPSK	11,5 GBd	2 b/s/Hz	8,2
DP-8QAM	7,67 GBd	3 b/s/Hz	11,0
DP-8PSK	7,67 GBd	3 b/s/Hz	11,3
DP-16QAM	5,75 GBd	4 b/s/Hz	11,8

A Fig. 2.2 mostra os espectros de 3 canais em um sinal WDM, cada um operando à taxa de 112 Gb/s e utilizando diferentes formatos de modulação digital óptica (DP-QPSK, DQPSK e NRZ-OOK). Como pode ser visto, DP-QPSK melhora significativamente a eficiência espectral

quando comparada a formatos de modulação ópticos mais antigos.

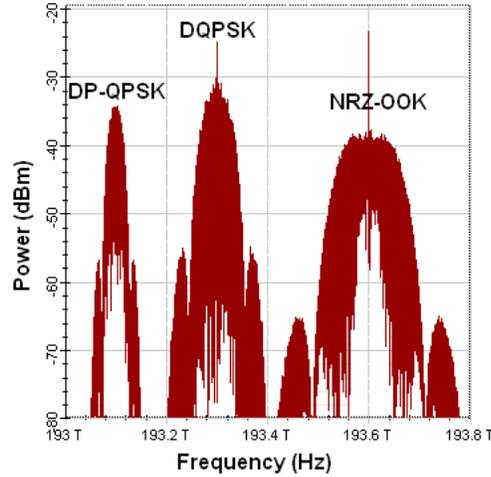


Fig. 2.2: Comparação dos espectros dos formatos de modulação DP-QPSK, DQPSK e NRZ-OOK, todos a 112 Gb/s.

2.2 Transmissor

2.2.1 Componentes do transmissor

Lasers

Uma portadora para transmissão óptica idealmente possui a amplitude, a frequência, a fase e a polarização constantes. Entretanto, é impossível se gerar uma portadora tão perfeita. Nas últimas décadas, as fontes ópticas têm sido melhoradas, tanto que atualmente existem lasers DFB mono-modo com larguras de linha inferiores a 250 kHz. Para evitar o efeito de “*chirping*” quando se usa modulação direta, utiliza-se modulação externa.

O campo elétrico normalizado de um laser, considerando o ruído de fase e amplitude, é dado por:

$$\vec{E}_{cw}(t) = \sqrt{P_s + \delta P(t)} e^{j(\omega_s t + \phi_s + \phi_{n_s}(t))} \cdot \vec{p}_s \quad (2.1)$$

onde P_s representa a potência do laser, $\delta P(t)$ é a flutuação de intensidade induzida pelos fótons originados por emissão espontânea, ω_s é a frequência (em radianos), ϕ_s é a fase inicial, ϕ_{n_s} são os ruídos de fase.

O ruído de fase do laser é causado por emissão espontânea de fótons, que não são geradas em fase com os fótons da emissão estimulada, tendo assim, fase aleatória. Desde que as mudanças de

fase são causadas por um número alto de eventos independentes (ou seja, emissões espontâneas), o erro de fase pode ser modelado por uma distribuição gaussiana.

Demonstra-se [1] que a variância do erro de fase pode ser calculada:

$$\langle \Delta\phi_{n_s}^2(\tau) \rangle = 2\pi\Delta\nu_s|\tau| \quad (2.2)$$

onde $\langle \nu_s \rangle$ é a largura de linha do laser e τ é o intervalo de tempo de observação. O ruído de fase do laser pode ser um efeito limitante do desempenho do sistema, especialmente para formatos de modulação de alta ordem com vários estados de fase e quando utilizando detecção coerente síncrona.

Modulador fase-quadratura

Uma estrutura fundamental de modulador é o modulador fase-quadratura (IQ) óptico. Tal dispositivo é composto por um modulador de fase e dois moduladores Mach-Zenhder (MZ). Atualmente, está disponível comercialmente em forma integrada (Fig. 2.3).



Fig. 2.3: Modulador IQ FTM7961EX para 40 Gb/s da Fujitsu.

A luz recebida é igualmente dividida entre dois caminhos, o braço em fase (I) e o braço em quadratura (Q). Nos dois, a luz é modulada em amplitude ao se operar os moduladores MZ em modo “push-pull” no ponto de transmissão mínima. Um desvio relativo de fase de $\pi/2$ é feito em um dos braços por um modulador de fase. Assim, qualquer ponto de uma constelação bidimensional no plano IQ-complexo pode ser conseguido ao se recombinar a luz dos dois ramos. Na Fig. 2.4 está ilustrado um esquema de um modulador IQ [14].

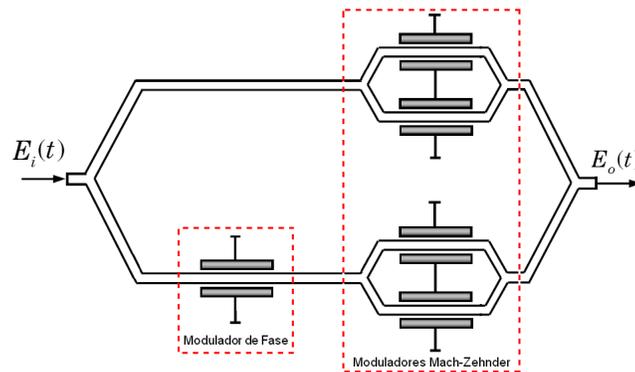


Fig. 2.4: Esquema de um modulador IQ.

2.2.2 Transmissor DP-QPSK

Um transmissor DP-QPSK consiste em dois moduladores IQ, um rotacionador de polarização e um combinador de polarização, para multiplexar as duas saídas em polarizações ortogonais. Na Fig. 2.5, um diagrama esquemático de um transmissor DP-QPSK é mostrado. A onda contínua vinda do laser entra pela fibra de entrada e é igualmente dividida em duas partes. Cada parte é modulada independentemente por moduladores IQ. A saída de um dos moduladores IQ passa por um rotacionador de polarização para rotacionar a polarização em 90° . Então, os dois sinais resultantes são combinados através de um combinador de polarização.

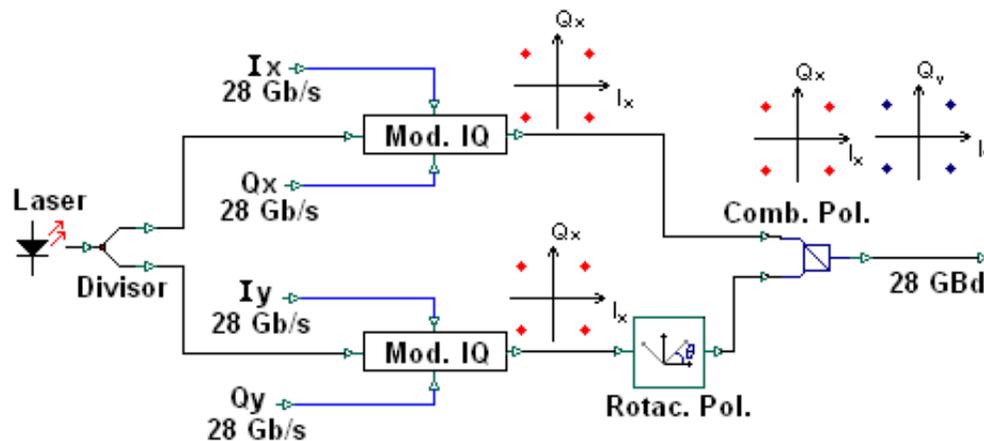


Fig. 2.5: Transmissor DP-QPSK com diagramas de constelação para o sinal transmitido.

Na Fig. 2.5 estão inseridos os diagramas de constelação dos sinais nas saídas dos moduladores, após a rotação de polarização e na saída do sistema.

2.3 Receptor

2.3.1 Híbrida 90° 2 × 4

A híbrida 90° 2 × 4 é um componente chave em receptores ópticos para formatos de modulação de altas ordens, pois permite a detecção das componentes de fase e quadratura de um sinal óptico. Ela pode ser usada em receptores coerentes para fazer superposição da luz do sinal com a luz do oscilador local, como também para fazer a conversão da informação presente na diferença de fase em informação de intensidade em receptores de detecção direta. Quando se define os dois sinais de entrada da híbrida como sendo:

$$E_{i_1}(t) = |E_{i_1}(t)| \cdot e^{j\phi_1(t)} \quad E_{i_2}(t) = |E_{i_2}(t)| \cdot e^{j\phi_2(t)} \quad (2.3)$$

As potências de saída seguintes são desejadas nas quatro saídas da híbrida ($n = 0, 1, 2, 3$), para permitir a detecção das componentes de fase e quadratura:

$$P_{on}(t) = \frac{1}{4} [|E_{i_1}(t)|^2 + |E_{i_2}(t)|^2 + 2 \cdot |E_{i_1}(t)| |E_{i_2}(t)| \cdot \cos(\phi_1(t) - \phi_2(t) - n \cdot 90 + \psi)] \quad (2.4)$$

onde o desvio de fase ψ é considerado arbitrário, desde que as fases iniciais do sinal de entrada também são arbitrárias. Pode ser observado que os termos de batimento de dois sinais adjacentes estão em quadratura e as outras duas saídas restantes podem ser utilizadas para fazer detecção balanceada. Deste modo, se em uma entrada da híbrida temos o sinal recebido E_s e na outra o oscilador local E_{LO} , teremos:

$$I_0 = P_{o_0} - P_{o_2} = |E_s| |E_{LO}| \cdot \cos(\phi_s(t) + \psi) \quad (2.5)$$

$$I_1 = P_{o_1} - P_{o_3} = |E_s| |E_{LO}| \cdot \sin(\phi_s(t) + \psi) \quad (2.6)$$

Assim, sendo possível se recuperar as componentes de fase e quadratura do sinal óptico. Existem diferentes implementações físicas para a híbrida 90° 2 × 4. A figura 2.6 mostra uma implementação econômica, a qual será utilizada posteriormente nas simulações deste trabalho. Tal implementação utiliza 4 acopladores 3 dB e um atrasador de fase de 90°. A função de transferência da híbrida será dada por:

$$\begin{bmatrix} E_0(t) \\ E_1(t) \\ E_2(t) \\ E_3(t) \end{bmatrix} = \frac{1}{2} \cdot \begin{bmatrix} e^{j\psi} & e^{j\psi} \\ e^{j\psi} & j \cdot e^{j\psi} \\ e^{j\psi} & -e^{j\psi} \\ e^{j\psi} & -j \cdot e^{j\psi} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} E_s(t) \\ E_{LO}(t) \end{bmatrix} \quad (2.7)$$

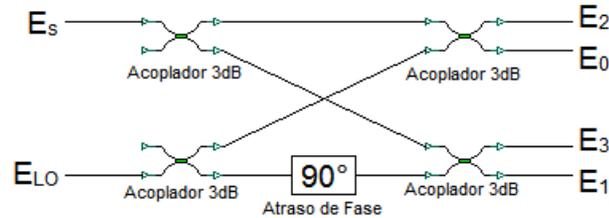


Fig. 2.6: Implementação de uma Híbrida Óptica 90°.

2.3.2 Receptor coerente com diversidade de polarização

A Fig. 2.7 mostra um receptor coerente com diversidade de polarização. Tal receptor objetiva recuperar as componentes de fase e quadratura de um sinal recebido ao longo de dois estados de polarização. O receptor coerente combina a luz do sinal recebido com a do oscilador local. O oscilador local geralmente consiste em um laser com frequência muito próxima a da portadora óptica do sinal recebido. Este receptor consiste em dois divisores de polarização (PBS) e duas híbridas ópticas 90° 2 × 4, além de blocos de fotodetectores balanceados. O sinal recebido é dividido em duas polarizações em um PBS e o mesmo acontece com o oscilador local. A componente da polarização X entra em uma híbrida 90° juntamente com a polarização X do oscilador local, as saídas desta híbrida são detectadas em um bloco de fotodetectores balanceados (Fig. 2.8). As saídas desses fotodetectores são as componentes de fase e quadratura da polarização X. O mesmo ocorre para o sinal que chega na polarização Y.

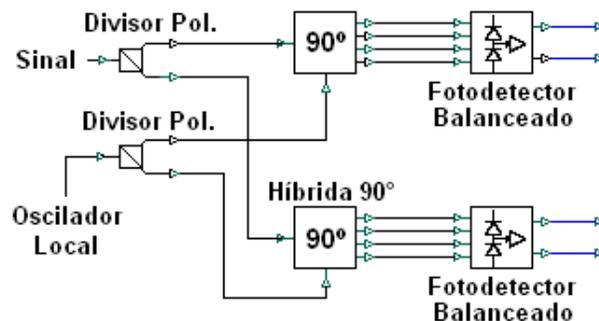


Fig. 2.7: Receptor DP-QPSK.

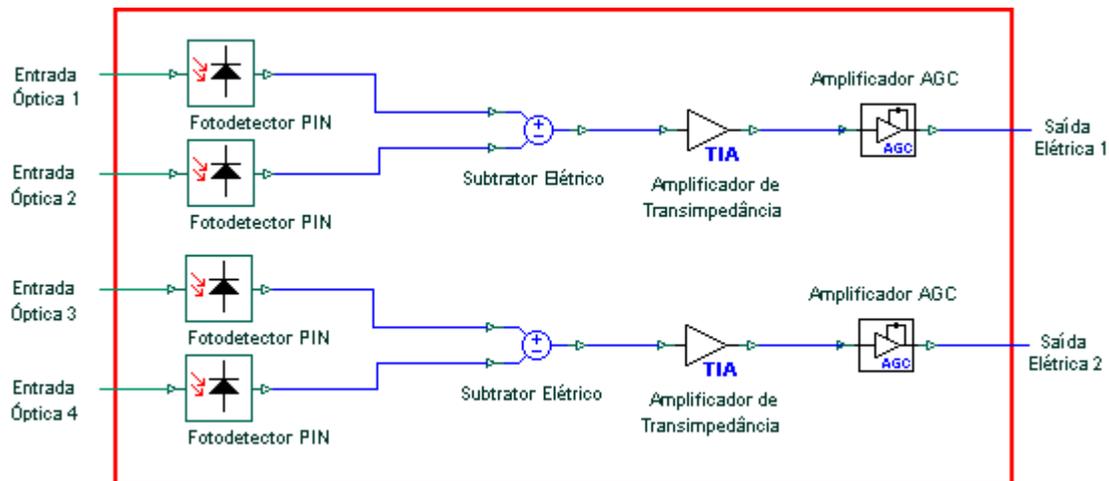


Fig. 2.8: Diagrama de um bloco de fotodetectores balanceados.

2.3.3 Conversor A/D e processador digital de sinais

Após ser fotodetectado, o sinal está deteriorado pelas imperfeições do laser e pelos efeitos da fibra (CD, PMD, ruídos de fase). Para possibilitar a recuperação da informação, é possível se compensar tais problemas fazendo-se filtragem digital do sinal recebido. Para isto, precisa-se de um conversor analógico-digital (A/D) e um processador digital de sinais (DSP). Supondo-se um sinal transmitido a R_b b/s, será necessário um conversor A/D com taxa de amostragem de pelo menos $2R_b$ amostras por segundo, de modo que seja obedecido o teorema da amostragem de Nyquist. Após a conversão A/D, o sinal é digitalmente tratado com um DSP utilizando programação paralela. No capítulo seguinte, estão comentados e descritos alguns algoritmos para tratamento digital do sinal recebido.

Capítulo 3

Algoritmos de Filtragem Digital para Compensação de Dispersão

Será feita uma revisão dos efeitos degradantes lineares da fibra: dispersão cromática e PMD. Serão discutidos os passos necessários para a recuperação do sinal e, por fim, serão apresentados os algoritmos para compensação de CD, PMD e erros de fase.

3.1 Dispersão cromática

Dispersão é o nome dado a qualquer efeito no qual diferentes componentes do sinal transmitido viajam através da fibra em diferentes velocidades, chegando ao receptor em instantes de tempo diferentes. **Dispersão cromática** é o termo dado ao fenômeno em que diferentes componentes espectrais de um pulso viajam a diferentes velocidades. Para entender o efeito da dispersão cromática, devemos entender o significado da constante de propagação. A dispersão cromática é melhor vista em fibras mono-modo (SMF). Em fibras multi-modo a dispersão intermodal geralmente faz a dispersão cromática ser insignificante.

A dispersão cromática aparece por dois motivos:

- O índice de refração da sílica é dependente da frequência. Assim, diferentes componentes de frequência viajam a diferentes velocidades na sílica. Essa componente da dispersão cromática é denominada *dispersão material*.
- A luz se propaga parcialmente no núcleo e na casca. O valor do índice efetivo entre esses dois limites depende da proporção de potência que está contida na casca e no núcleo. A distribuição de potência de um modo entre o núcleo e a casca é função do comprimento

de onda. Assim, mesmo na ausência de dispersão material, se o comprimento de onda muda, essa distribuição muda, causando a mudança do índice efetivo e da constante de propagação. Essa componente da dispersão cromática é chamada *dispersão de guia de onda*.

3.1.1 Dispersão de velocidade de grupo (GVD) e parâmetro D

Considere uma fibra mono-modo de comprimento L . Uma componente espectral específica de frequência ω deve chegar ao final da fibra após um atraso de tempo $T = L/v_g$, onde v_g é a velocidade de grupo, definida como:

$$v_g = \left(\frac{d\beta}{d\omega} \right)^{-1} \quad (3.1)$$

Usando-se a constante de propagação $\beta = \bar{n}\omega/c$ na equação (3.1), é possível se demonstrar que $v_g = c/\bar{n}_g$, onde \bar{n}_g é o índice de refração de grupo dado por:

$$\bar{n}_g = \bar{n} + \omega \left(\frac{d\bar{n}}{d\omega} \right) \quad (3.2)$$

A dependência em relação à frequência da velocidade de grupo, leva à um enlargamento do pulso, simplesmente por que diferentes componentes espectrais do pulso não chegam simultaneamente na saída da fibra. Se $\Delta\omega$ é a largura espectral do pulso, então o enlargamento do pulso em uma fibra de tamanho L é dada por:

$$\Delta T = \frac{dT}{d\omega} \Delta\omega = \frac{d}{d\omega} \left(\frac{L}{v_g} \right) \Delta\omega = L \frac{d^2\beta}{d\omega^2} \Delta\omega = L\beta_2 \Delta\omega \quad (3.3)$$

O parâmetro β_2 é chamado de parâmetro GVD. Este determina o quanto um pulso óptico se alarga na propagação através de uma fibra. A equação (3.3) pode ser escrita como:

$$\Delta T = \frac{d}{d\lambda} \left(\frac{L}{v_g} \right) \Delta\lambda = DL\Delta\lambda \quad (3.4)$$

onde

$$D = \frac{d}{d\lambda} \left(\frac{1}{v_g} \right) = -\frac{2\pi c}{\lambda^2} \beta_2 \quad (3.5)$$

onde D é chamado de parâmetro de dispersão, sendo usualmente utilizado com unidades de $ps/(nm \times km)$. D também pode ser escrito como:

$$D = D_M + D_W \quad (3.6)$$

onde D_M é a dispersão material e D_W é a dispersão do guia de onda. Sabe-se que, para fibras de pura sílica, D_M cresce monotonamente com o crescimento do comprimento de onda e é nulo para $\lambda = 1,276\mu m$. Por outro lado D_W decresce monotonamente com λ e é sempre negativo. A dispersão cromática total D é nula em torno de $\lambda = 1,31\mu m$.

3.1.2 Dispersão de ordem elevada

Os efeitos dispersivos não somem completamente em $\lambda = \lambda_{ZD}$ (comprimento de onda de dispersão nula). Os pulsos ópticos continuam se alargando por causa de efeitos dispersivos de ordem elevada. Pode-se entender esse efeito notando-se que D não pode ser nulo em todos os comprimentos de onda dentro de um espectro centrado em λ_{ZD} . Os efeitos dispersivos de ordem elevada são governados pelo declive (*slope*) de dispersão $S = dD/d\lambda$. O parâmetro S é também chamado de parâmetro de dispersão diferencial.

$$S = \left(\frac{2\pi c}{\lambda^2}\right)^2 \beta_3 + \left(\frac{4\pi c}{\lambda^3}\right) \beta_2 \quad (3.7)$$

onde $\beta_3 = d\beta_2/d\omega = d^3\beta/d\omega^3$ é o parâmetro de dispersão de terceira ordem.

3.1.3 Função de transferência

A luz se propaga através da fibra de acordo com a equação de Schrödinger. A equação de Schrödinger considera tanto efeitos lineares quanto efeitos não lineares na transmissão. Do ponto de vista de função de transferência, a parte linear da propagação através da fibra é modelada através de um filtro passa-tudo $G(\omega, z)$:

$$G(\omega, z) = \exp\left(-jD\frac{\lambda^2\omega^2}{4\pi c}z + jS\frac{\lambda^4\omega^3}{24\pi^2c^2}z\right) \quad (3.8)$$

onde:

- D é o parâmetro de dispersão da fibra.
- z é a distância percorrida da fibra (comprimento).
- λ é o comprimento de onda central do sinal.
- c é a velocidade da luz.

3.2 Dispersão de modos de polarização (PMD)

A dispersão de modos de polarização (PMD) aparece devido aos núcleos das fibras não serem perfeitamente circulares. Assim, diferentes polarizações do sinal viajam a diferentes velocidades de grupo. Esta diferença de velocidades é chamada de birrefringência. A distribuição da energia do sinal através de diferentes estados de polarização (SoP - *States of Polarization*) varia lentamente com o tempo, sendo uma das causas dessa variação nos SoP, a variação na temperatura ambiente. Isto faz com que as penalidades devido à PMD variem com o tempo. Além da própria fibra, a PMD pode aparecer a partir de componentes individuais usados em uma rede óptica. A média temporal do atraso entre dois estados de polarização em um enlace obedecem à relação:

$$\langle \Delta\tau \rangle = D_{PMD}\sqrt{L} \quad (3.9)$$

onde $\langle \Delta\tau \rangle$ é chamado atraso diferencial de grupo (DGD), L é o comprimento do enlace e D_{PMD} é o parâmetro de PMD, usualmente medido em ps/\sqrt{km} . Este parâmetro varia tipicamente entre 0.5 e 2 ps/\sqrt{km} , entretanto fibras novas podem ter PMD tão baixa quanto 0.1 ps/\sqrt{km} .

Os estados de polarização variam lentamente com o tempo, então a DGD $\Delta\tau$ pode ser entendida como uma variável aleatória, comumente assumida a ter função de densidade de probabilidade Maxwelliana, o que significa que o quadrado da DGD pode ser modelado por uma distribuição exponencial. Os efeitos lineares na polarização sofridos pelo sinal óptico ao propagar na fibra podem ser representados usando o formalismo de Jones. Para compensar o efeito da PMD eletrônica faz-se possível estimar a matriz inversa de Jones para a fibra e seguir sua evolução no tempo.

Segundo o formalismo de Jones, o campo elétrico recebido na saída de uma fibra é dado por:

$$\begin{pmatrix} E_{x_{rec}} \\ E_{y_{rec}} \end{pmatrix} = J \begin{pmatrix} E_{x_{env}} \\ E_{y_{env}} \end{pmatrix} \quad (3.10)$$

onde J é uma matriz 2×2 dada por:

$$J = \begin{pmatrix} H_{xx} & H_{xy} \\ H_{yx} & H_{yy} \end{pmatrix} \quad (3.11)$$

onde H_{xx} é a influência da polarização X nela mesma, H_{xy} é a influência da polarização X na polarização Y, H_{yx} é a influência da polarização Y, na polarização X e H_{yy} é a influência da

polarização Y nela mesma. Existem alguns estudos sobre como se modelar a matriz de Jones para PMD em fibras monomodo [2].

3.3 Passos para equalização

Foi mostrado no capítulo passado que o receptor mapeia o sinal óptico em quatro sinais elétricos equivalentes às quatro componentes ortogonais do sinal DP-QPSK (fase e quadratura em cada uma das duas polarizações). Pode-se utilizar processamento digital de sinais para se compensar os efeitos lineares e não-lineares presentes no sinal devido à transmissão, além de compensar o deslocamento na demultiplexação da polarização. Tais efeitos dificultam a estimação do sinal recebido e com esse tratamento digital pode-se recuperar o sinal.

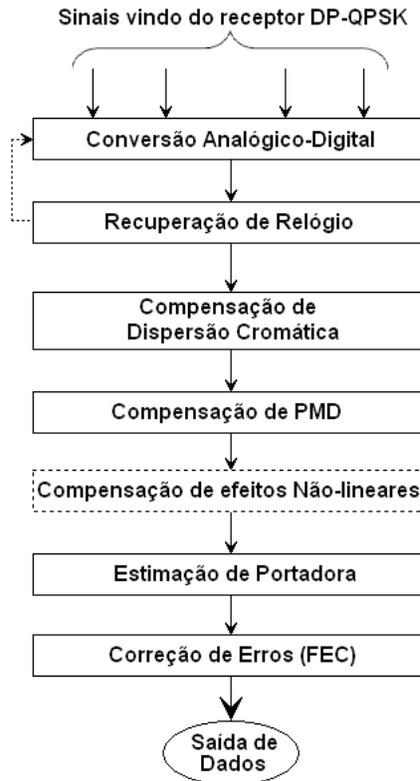


Fig. 3.1: Sequência de Processamento Digital do Sinal.

Na Fig. 3.1 temos um diagrama de blocos dos passos necessários para a recuperação da informação em um sinal DP-QPSK.

- **Conversão analógico-digital:** Bloco responsável por amostrar o sinal analógico a uma taxa que seja possível reconstruir o sinal, realizar sobre-amostragem e sub-amostragem de forma que o sinal tenha um número inteiro de amostras por símbolo.

- **Recuperação de Relógio:** Consiste em estimar o relógio do sinal e re-sincronizar os quatro sinais amostrados.
- **Compensação de Dispersão Cromática:** Responsável por compensar os efeitos da dispersão cromática (independente da polarização), através de um filtro estático passado de resposta ao impulso finita (FIR).
- **Compensação de PMD:** Responsável por compensar, através de um filtro adaptativo, efeitos dependentes da polarização como a rotação de polarização e PMD.
- **Compensação de Efeitos Não-Lineares:** Bloco responsável pela compensação de efeitos não lineares da fibra.
- **Estimação de Portadora:** Faz a estimação do erro de fase e de frequência e compensa tais erros.
- **Correção de Erros:** Tenta estimar os erros e os corrigir através de algoritmos de FEC (*Forward Error Correction*).

3.3.1 Algoritmos para compensação de dispersão cromática

Na literatura [13] encontramos dois métodos de fazer a compensação de dispersão cromática, um método utiliza o domínio da frequência e o outro método utiliza o domínio do tempo. No método que utiliza o domínio da frequência, o sinal recebido é amostrado e convertido para frequência através do cálculo da transformada rápida de Fourier (FFT), então multiplica-se o sinal em frequência por $G^*(\omega, z)$ (onde * significa conjugado) e por fim calcula-se a transformada rápida de Fourier inversa (IFFT). O esquema desse método está representado na figura 3.2.

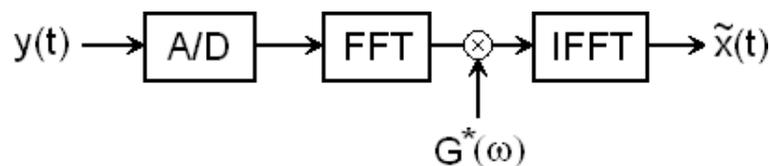


Fig. 3.2: Método de compensação de dispersão cromática no domínio da frequência

No método utilizando o domínio do tempo, calcula-se a transformada inversa de $G^*(\omega, z)$ analiticamente, e a partir dela, calcula-se os coeficientes de um filtro digital FIR (resposta ao impulso finita). Para simplificar os cálculos desconsideramos o parâmetro S , tornando a função de transferência da equação (3.8) na equação (3.12):

$$G(\omega, z) = \exp\left(-jD \frac{\lambda^2 \omega^2}{4\pi c} z\right) \quad (3.12)$$

Calculando-se a transformada inversa do conjugado da equação (3.12), temos os coeficientes do filtro FIR:

$$a_k = \sqrt{\frac{j c T^2}{D \lambda^2 z}} \exp\left(-j \frac{\pi c T^2}{D \lambda^2 z} k^2\right), \quad -\left\lfloor \frac{N}{2} \right\rfloor \leq k \leq \left\lfloor \frac{N}{2} \right\rfloor, \quad N = 2 \left\lfloor \frac{|D| \lambda^2 z}{2 c T^2} \right\rfloor + 1 \quad (3.13)$$

Comparando-se os dois métodos, percebe-se que o esforço computacional do método em frequência é bem maior que o método no tempo, devido às FFTs e IFFTs necessárias.

3.3.2 Algoritmo de módulo constante para compensação de PMD

O sinal recebido pode ser modelado por:

$$\begin{pmatrix} x_{i_k} \\ y_{i_k} \end{pmatrix} \propto J_k \begin{pmatrix} x_{s_k} \\ y_{s_k} \end{pmatrix} e^{j\Psi_{IFk}} + \begin{pmatrix} n_{x_k} \\ n_{y_k} \end{pmatrix} \quad (3.14)$$

onde x_{s_k} e y_{s_k} são os símbolos transmitidos, Ψ_{IFk} é a fase da portadora, n_{x_k} e n_{y_k} o ruído “shot” e o ruído do amplificador, J_k é a matriz de Jones e k é o índice de tempo discreto. Para diminuir os efeitos de da PMD, o sinal deve ser multiplicado pela matriz de Jones inversa ($M_k = J_k^{-1}$). Levando em consideração que o desvio de frequência é nulo, os símbolos transmitidos podem ser estimados por:

$$\begin{pmatrix} x_{0_k} \\ y_{0_k} \end{pmatrix} = M_k \begin{pmatrix} x_{i_k} \\ y_{i_k} \end{pmatrix} \quad (3.15)$$

Em uma abordagem não ajudada por dados (NDA - “Non Data Aided”) e considerando que para um DP-QPSK, o equalizador deve minimizar a magnitude dos erros nas duas polarizações ϵ_x e ϵ_y , onde:

$$\epsilon_{x_k} = 1 - |x_{0_k}|^2 \quad \epsilon_{y_k} = 1 - |y_{0_k}|^2 \quad (3.16)$$

M_k pode ser atualizado por:

$$M_{k+1} = M_k + \mu \begin{pmatrix} \epsilon_{x_k} x_{0_k} \\ \epsilon_{y_k} y_{0_k} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} x_{i_k} y_{i_k} \end{pmatrix} \quad (3.17)$$

onde μ é o ganho de controle do algoritmo.

Para melhorar a tolerância ao ruído de fase e permitir a recuperação da portadora conjunta (CCR - “*common carrier recover*”, em comparação com o CMA padrão, um algoritmo CMA modificado (MCMA) foi proposto em [8]. A diferença está em se atualizar M_k considerando a diferença de fase entre as duas polarizações, então o M_k corrigido deve ser atualizado como se segue:

$$M_{k+1} = M_k + \mu \left[\begin{pmatrix} \epsilon_{x_k} x_{0_k} \\ \epsilon_{y_k} y_{0_k} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} x_{i_k} y_{i_k} \end{pmatrix} + \begin{pmatrix} -j & 0 \\ 0 & j \end{pmatrix} M_k \frac{1}{2} \Delta\phi_k \right] \quad (3.18)$$

onde $\Delta\phi_k$ é calculado por:

$$\Delta\phi_k = \left[(\angle x_{0_k} - \angle y_{0_k}) \bmod \left(\frac{\pi}{2} \right) \right] - \frac{\pi}{4} \quad (3.19)$$

3.3.3 Estimação de fase conjunta usando um filtro plano

Um algoritmo largamente utilizado para fazer a recuperação da fase da portadora é a estimação de fase conjunta usando um filtro plano [5]. O erro de fase estimado é dado por:

$$\hat{\theta}_k = \text{PU} \left(\frac{1}{4} \angle \left(\frac{\sum_{i=0}^N (s'_{k+i})^4 + \sum_{i=0}^N (s''_{k+i})^4}{2} \right) \right) \quad (3.20)$$

onde s' é o sinal após a compensação de PMD na polarização X e s'' é o na polarização Y. A função $\text{PU}(\cdot)$ é conhecida por “*phase unwrapper*” e é dada por:

$$\text{PU}(\cdot) = (\cdot) + \left(\left\lfloor \frac{1}{2} + \frac{\hat{\theta}_{k-1} - (\cdot)}{\pi/2} \right\rfloor \right) \frac{\pi}{2} \quad (3.21)$$

Esta função considera a fase do símbolo anterior e então permite que o erro de fase estimado vá de $-\infty$ até $+\infty$ ao invés de apenas $-\pi/4$ até $+\pi/4$. Isto permite além de tudo, a correção de um pequeno desvio de frequência. Para desvios de frequência maiores existem outros algoritmos específicos [16], não considerados neste trabalho.

Capítulo 4

Simulação e Resultados

Apresentaremos o esquema de simulação que utilizamos e a sequência utilizada para a compensação dos efeitos. Mostramos os resultados da simulação em relação a dois casos distintos, para validar nossos algoritmos.

4.1 Esquema de simulação utilizado

Considerando a estrutura de um transmissor DP-QPSK e de um receptor coerente ilustrados no capítulo 2, foi construído um sistema DP-QPSK coerente a 112 Gb/s, utilizando o *software* de simulação OptiSystem™. Este sistema é composto por um transmissor DP-QPSK, um anel de recirculação de transmissão com fibra padrão G.652 e amplificador óptico (EDFA) e um receptor coerente. Na simulação foi considerado FEC para a geração de 4 linhas de 28 Gb/s, resultando em um sinal a 112 Gb/s (ao invés de 4 linhas de 25 Gb/s para geração de 100 Gb/s).

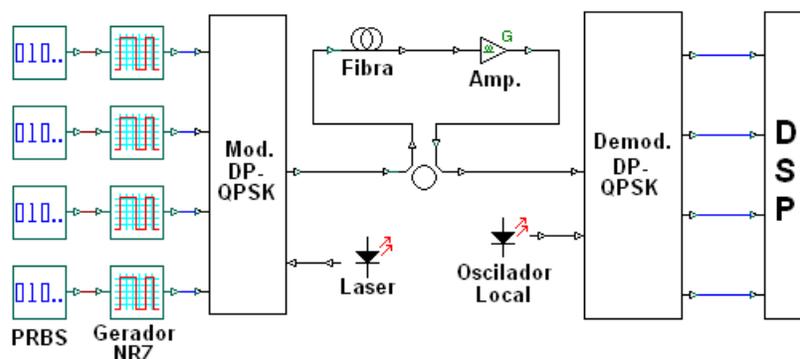


Fig. 4.1: Sistema Co-DP-QPSK 112 Gb/s considerado na simulação.

Na simulação, Fig. 4.1, primeiramente, usamos quatro geradores de sequência pseudo-aleatórias (PRBS), para criar quatro sequências decorrelacionadas a 28 Gb/s. Os sinais destes

quatro geradores PRBS passam através de quatro geradores de pulsos “não retorna a zero” (NRZ), para ser transformados em sinais elétricos. No modulador, estes quatro sinais elétricos modulam as fases e quadraturas das duas polarizações usando moduladores IQ baseados em interferômetros de Mach-Zehnder e rotacionadores de polarização. O laser CW utilizado tem 1550 nm de comprimento de onda com 7 dBm de potência óptica e 150 kHz de largura de linha. Na saída dos moduladores IQ, o sinal é combinado através de um combinador de polarização e então entra no anel. Os parâmetros da fibra padrão G.652 consideradas estão expostas na Tab. 4.1.

Tab. 4.1: *Parâmetros da Fibra*

Parâmetro	Valor	Unidade
Tamanho	100 por anel	<i>km</i>
Atenuação	0,2	<i>dB/km</i>
Dispersão	16,75	<i>ps/(nm.km)</i>
Varição da Dispersão	0,075	<i>ps/(nm².km)</i>
Coefficiente de PMD	0,5	<i>ps/\sqrt{km}</i>

A PMD da fibra foi colocada para ser estocástica para obter uma aproximação mais realística do efeito da PMD. O amplificador óptico considerado foi um EDFA com controle automático de ganho com 20 dB de ganho e 6 dB de figura de ruído. Após o anel de recirculação, o sinal entra num demodulador DP-QPSK coerente, então é dividido em um divisor óptico de polarização (PBS), depois sendo combinado com o oscilador local em híbridas 90°. O oscilador local foi considerado como uma cópia do laser CW transmissor (mesmos parâmetros). As saídas dos demoduladores são quatro sinais elétricos a 28 Gb/s, equivalentes às quatro entradas elétricas, porém deterioradas pelas penalidades do enlace de fibra e amplificador. Para simular as limitações de um osciloscópio real, considerou-se quatro filtros passa baixa com frequência de corte em 16 GHz ligados às essas 4 saídas.

Para recuperar a informação transmitida, estes quatro sinais são filtrados digitalmente em uma unidade de processamento digital (DSP). Nesta unidade, filtragem digital “*offline*” é realizada para compensar prejuízos físicos como dispersão cromática, PMD, ruídos de fase e outras limitações impostas pelos transmissor e receptor considerados. Na Fig. 4.2 está ilustrada um esquema dos blocos de filtragem digital, utilizados neste trabalho, para uma recuperação adequada do sinal.

Primeiramente, os sinais recebidos são amostrados e quantizados para simular uma conversão analógico-digital realística. Após isso, compensação de dispersão cromática através de um filtro estático de resposta ao impulso finita (FIR). Os efeitos da PMD são compensados

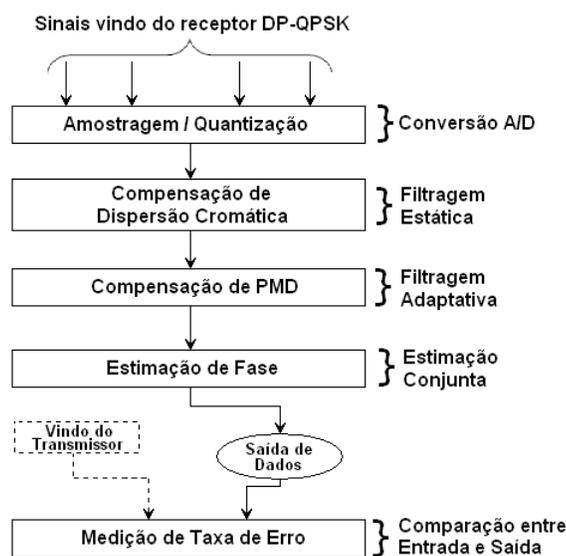


Fig. 4.2: Sequência de DSP considerada.

no bloco seguinte, através de um algoritmo de filtragem adaptativa seguido pelo bloco de estimação de fase. Os dados recuperados são comparados com as quatro sequências geradas pelos PRBS para medição de taxa de probabilidade de erro (BER).

4.2 Resultados

Após a implementação dos algoritmos de filtragem digital e considerando o sistema Co-DP-QPSK a 112 Gb/s simulado, tais algoritmos foram aplicados a dois casos. No primeiro caso, apenas a dispersão cromática foi considerada, para avaliar apenas o funcionamento do algoritmo de compensação de dispersão cromática. No segundo caso, consideramos todos os prejuízos de uma fibra padrão (CD, PMD, não-linearidades). Todos os resultados apresentados consideram um sistema de transmissão de 1000 km (10 anéis de 100 km) e o sistema não exibe limitações na razão sinal ruído óptica (OSNR) capazes de penalizar o sistema simulado. Deste modo, todas as técnicas de filtragem digital implementadas consideradas e avaliadas consideram sistemas penalizados por dispersão cromática, PMD e fase aleatória.

4.2.1 Caso 1: Sinal recebido com CD, mas sem PMD

Para avaliar o algoritmo de compensação de dispersão cromática implementado na seção 3.3.1, nós simulamos 10 anéis com 100 km de fibra cada (totalizando 1000 km), sem a presença de PMD. As larguras de linha do laser e do oscilador local foram consideradas como sendo nulas

para reduzir os erros de fase devidos à largura de linha. Os resultados são demonstrados na Fig. 4.3. Foi conseguido 16750 ps/nm de dispersão compensada, com BER consideravelmente baixa ($< 10^{-6}$). Para este caso a ordem do filtro foi $N = 421$.

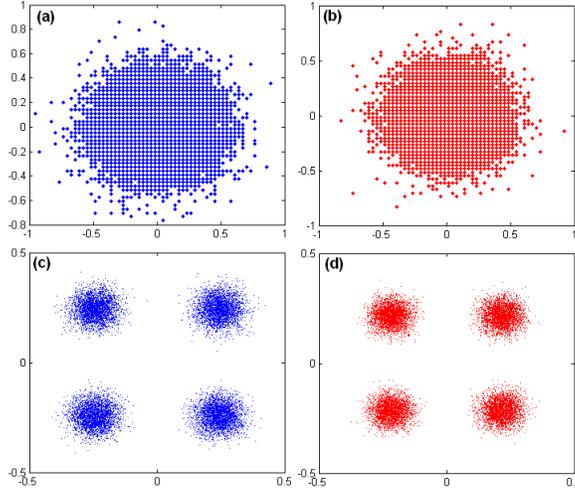


Fig. 4.3: Diagramas de constelação do sistema Co-DP-QPSK com 1000 km, considerando apenas dispersão cromática. (a) Constelação do sinal recebido na Polarização X. (b) Constelação do sinal recebido na Polarização Y. (c) Constelação após compensação de CD na Polarização X. (d) Constelação após compensação de CD na Polarização Y.

4.2.2 Caso 2: Sinal recebido com CD e com PMD

Para validar todos os algoritmos apresentados neste trabalho, usamos a fibra padrão G.652 com as especificações da Tab. 4.1 durante 10 anéis de 100 km de fibra. Usando assim estas especificações da fibra, todos os efeitos de propagação foram considerados, incluindo CD, PMD e ruído de fase. Primeiramente, utilizando o algoritmo de compensação de dispersão cromática, as Figs. 4.4(a) e 4.4(b) ilustram diagramas de constelação para as duas polarizações antes da compensação de dispersão cromática e as Figs. 4.4(c) e 4.4(d) ilustram diagramas de constelação após a compensação de dispersão cromática. Como se pode perceber, a PMD mistura as duas polarizações de tal maneira que nós não conseguimos obter nenhuma informação do sinal sem fazer a compensação de PMD.

Na Fig. 4.5 os resultados da compensação de PMD utilizando o algoritmo MCMA (mostrado na seção 3.3.2) são apresentados. Como pode ser observado na Fig. 4.5, o sinal compensado exibe erros de fase e um pequeno desvio de frequência aleatório devido à largura de linha dos lasers, verificado pela constelação circular obtida. Como mostrado na seção 3.3.3, a estimação de fase foi implementada utilizando a equação (3.20). Para cada bloco de 64 símbolos, o erro

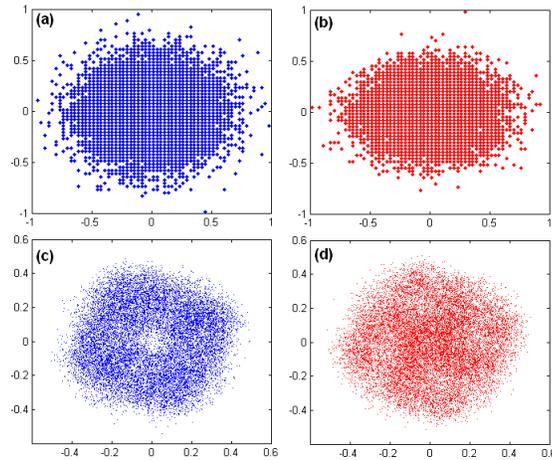


Fig. 4.4: Diagramas de constelação do sistema Co-DP-QPSK com 1000 km, considerando todos os efeitos da fibra. **(a)** Constelação do sinal recebido na Polarização X. **(b)** Constelação do sinal recebido na Polarização Y. **(c)** Constelação após compensação de CD na Polarização X. **(d)** Constelação após compensação de CD na Polarização Y.

de fase foi estimado usando amostras igualmente espaçadas dentro do bloco. Após isto, todos os símbolos do bloco foram corrigidos retirando-se o erro de fase estimado para o bloco como um todo.

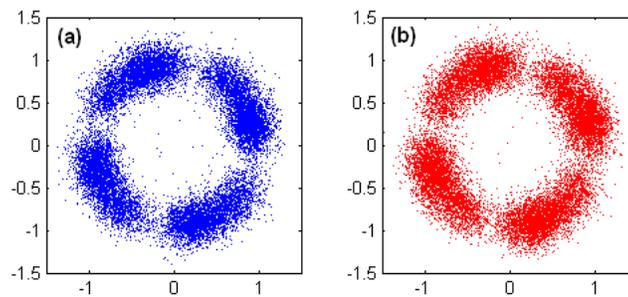


Fig. 4.5: Diagramas de constelação do sistema DP-QPSK com 1000 km, após compensação de PMD. **(a)** Constelação após compensação de PMD na Polarização X. **(b)** Constelação após compensação de PMD na Polarização Y.

Os resultados obtidos para o algoritmo de estimação e correção de fase estão ilustrados na Fig. 4.6(a–d), usando uma (a1–d1), seis (a2–d2) e dezesseis (a3–d3) amostras por bloco. Como pode ser visto, usando apenas uma amostra por bloco, na Fig. 4.6(a1–b1), é possível verificar após uma comparação com as Figs. 4.6(a2–b2) e 4.6(a3–b3) uma leve penalidade na constelação (BER de 10^{-5}). Relacionado à estimação de erros de fase, pode ser verificado, após comparação entre Fig. 4.6(c1–d1), (c2–d2) e (c3–d3), que aumentando-se a quantidade de amostras por bloco, leva a uma melhor uniformidade na estimação dos erros de fase, entretanto,

aumentando o esforço computacional. As constelações obtidas para seis e dezesseis amostras foram bastante similares, exibindo BER melhores que 10^{-6} .

Considerando as especificações da fibra com todos os efeitos, foi possível verificar que os algoritmos implementados e avaliados demonstraram bom desempenho, permitindo um enlace de 1000 km de transmissão óptica a 112 Gb/s utilizando o formato de modulação DP-QPSK.

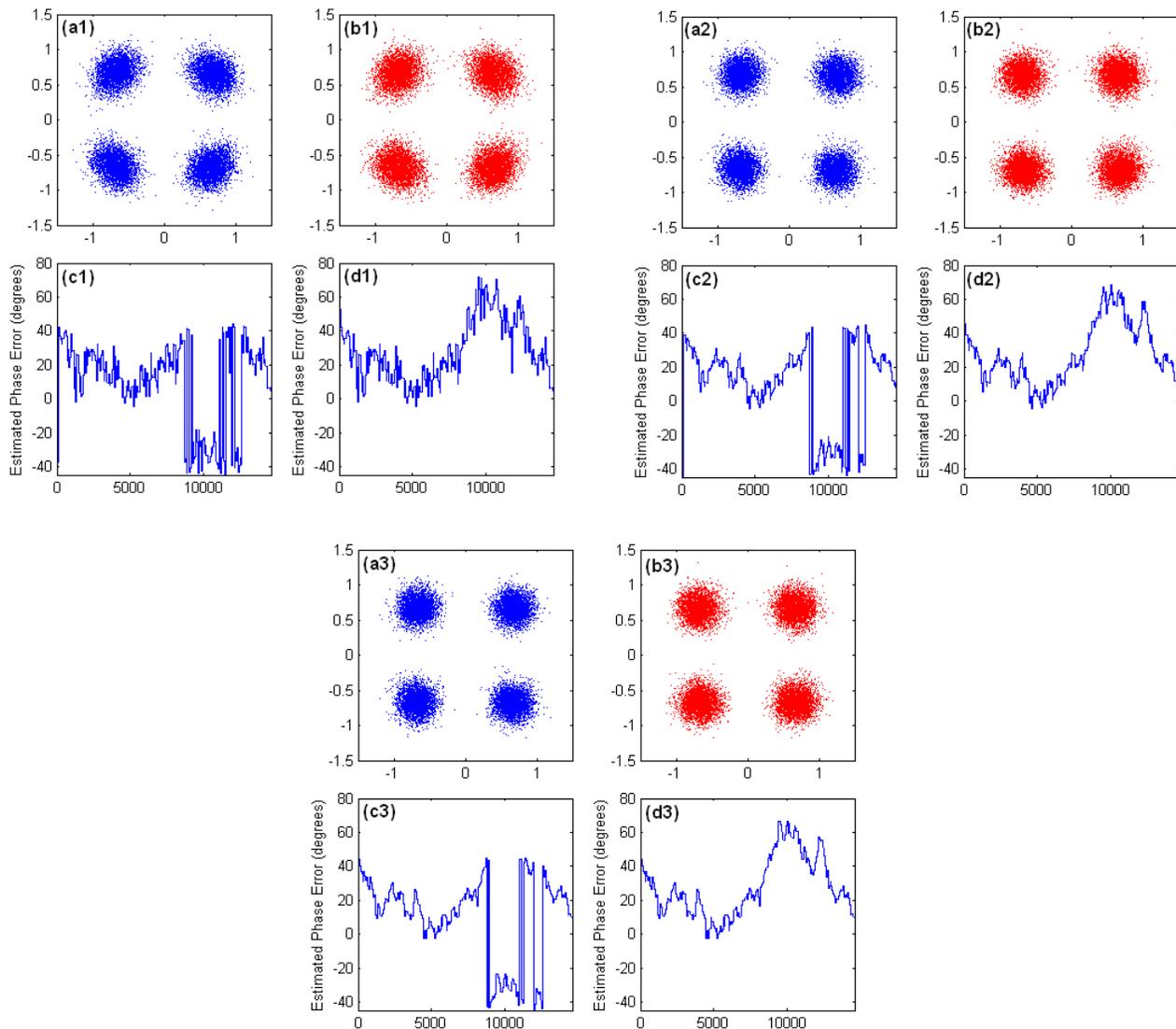


Fig. 4.6: Diagramas de constelação do sistema DP-QPSK com 1000 km, após estimação de fase conjunta, com uma (**x1**), seis (**x2**) e dezesseis (**x3**) amostras por bloco. (**ax**) Constelação com fase compensada na Pol. X. (**bx**) Constelação com fase compensada na Pol. Y. (**cx**) Erro de fase estimado sem utilização de phase unwrapper. (**dx**) Erro de fase estimado com utilização de phase unwrapper.

Capítulo 5

Conclusões

Neste trabalho, fizemos a implementação e avaliação de um conjunto de algoritmos para filtragem digital aplicados à sistemas ópticas de próxima geração baseadas em formatos de modulação de altas ordens, detecção coerente e processamento digital de sinais. Foi feita uma comparação entre o formato de modulação DP-QPSK e outros formatos de modulação óptica. Nesta comparação se percebeu que por ter baixa OSNR necessária e boa eficiência espectral, este é um formato promissor. Foi feito uma revisão nos dispositivos necessários para a geração de DP-QPSK, como lasers, rotacionadores de polarização e moduladores fase-quadratura. Também se revisou alguns componentes necessários para fazer a recepção do sinal, como híbridas 90° e combinadores de polarização, bem como o processador digital de sinais necessário para se fazer a compensação de efeitos degradativos de natureza linear da fibra.

Foram apresentados algoritmos capazes de permitir transmissão óptica através de centenas a milhares de quilômetros à taxa de transmissão de 100 Gb/s de informação, utilizando o formato de modulação DP-QPSK e recepção coerente. Tais algoritmos são utilizados para se compensar dispersão cromática, dispersão de modos de polarização, bem como erros de fase.

O objetivo principal do estágio foi alcançado, como mostram as análises dos resultados obtidos. Os trabalhos futuros focarão em estender os algoritmos de compensação digital de efeitos da fibra para compensar também efeitos não-lineares. Além disso, em poucos dias montaremos em experimentos físicos um sistema de transmissão DP-QPSK a 112 Gb/s e faremos a compensação de CD, PMD e erros de fase com os algoritmos apresentados nesse trabalho. Por fim, pensa-se em estender as técnicas estudadas para formatos de modulação ainda mais avançados, como o DP-16-QAM.

Além do que foi apresentado neste relatório de estágio, também foi feito a caracterização e ativação de dois moduladores ópticos. Um modulador OOK NRZ e um modulador DQPSK, ambos para transmissão a 40 Gb/s. Após a ativação desses dois moduladores, também foi feito

um experimento em *back-to-back* de DQPSK a 40 Gb/s, para o teste de um receptor DQPSK. Tais trabalhos geraram três relatórios que estão presentes no Apêndice A.

O CPqD foi uma empresa bastante acolhedora, oferecendo toda a infra-estrutura necessária para pesquisas em tecnologia de ponta. A equipe de engenheiros, técnicos e pesquisadores do laboratório LASOR (Laboratório de Sistemas Ópticos Reconfiguráveis – onde o estágio foi realizado) mostrou-se bastante empenhada nos trabalhos e estudos, contribuindo fundamentalmente para o sucesso das pesquisas.

Apêndice A

Experimentos Preliminares

Neste apêndice, apresentaremos alguns experimentos preliminares que realizamos no CPqD. Estes experimentos foram feitos para se testar o funcionamento dos formatos de modulação OOK, DBPSK e DQPSK, de modo a criar conhecimento necessário para os experimentos com 100Gb/s DP-QPSK que serão posteriormente implementados.

A.1 Ativação do Modulador Óptico 40 Gb/s NRZ-OOK – FTM7939EKA

Material necessário:

- 3 transições VF/GPPOF;
- 1 transição VF/KF;
- 1 transição KF/VM;
- 1 atenuador VF/VM, 10dB, 60GHz;
- 1 atenuador VF/VM, 6dB, 60GHz;
- 1 cabo RF VM/VM;
- 1 cabo RF KM/KM;
- 2 cabos ópticos FC-APC/FC-APC;
- 3 cabos ópticos FC-PC/FC-APC;

- 2 controladores de polarização;
- 1 laser sintonizável;
- 1 PRBS 40Gbps;
- 1 amplificador EDFA;
- 1 modulador 40G NRZ - FTM7939EKA;
- 6 sleeves FC;
- 1 driver TriQuint TGA4943 MOD;
- 7 fontes de tensão variáveis de baixo ruído.

Para se escolher as tensões de “*swing*” e de “*bias*”, levantou-se a curva de transmitância do modulador (Fig. A.1). Para isto, aterramos a entrada RF do modulador (desligando todas as tensões do “*driver*”) e então variamos a tensão de “*bias*” do modulador de -15 a 15 V com passo de 0,5 V. Para cada valor de tensão, anotamos a potência de saída. Tendo feito isto, encontramos $V_{\pi-DC}$ e $V_{\pi-RF}$.

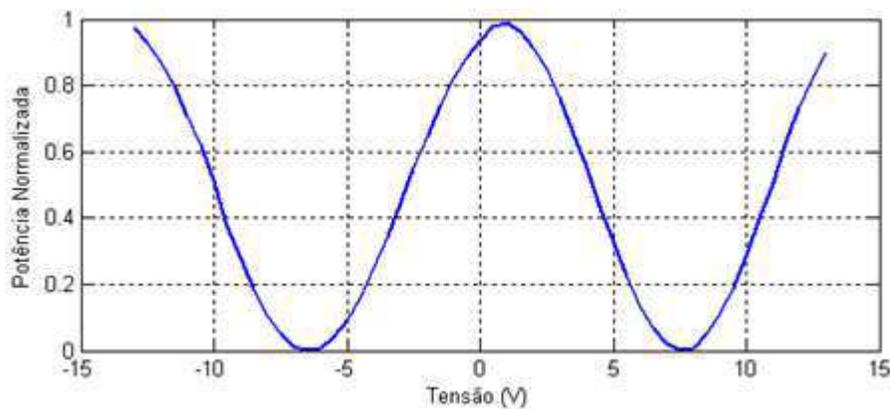


Fig. A.1: Curva de Transmitância do Modulador.

As montagens elétrica e óptica foram feitas segundo o esquema da Fig. A.2.

Para se conseguir uma tensão de aproximadamente 7 V, pico a pico, na entrada RF do modulador, foram usados os seguintes valores para as tensões do “*driver*”.

- $V_{c1} = V_{c2} = 0,7V$
- $V_{c3} = -0,5619V$

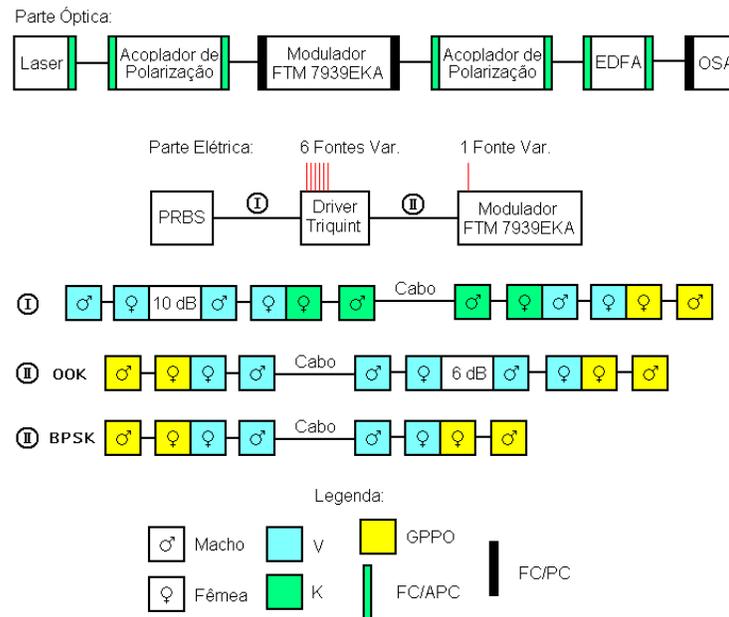


Fig. A.2: Diagrama esquemático para montagem do experimento.

- $V_{g1} = 0,51V$
- $V_{g2} = -1,680V$
- $V_{g3} = 0V$
- $V_d = 6V$

Para se conseguir o formato de modulação OOK, utilizou-se 3,5V como entrada DC e swing de 3,5V, de pico a pico. Para conseguir tal tensão de pico a pico, utilizou-se o atenuador 6 dB na entrada RF do modulador, como mostrado na Fig.2. Para o formato de modulação BPSK, utilizou-se 7V como entrada DC e swing de 7V, de pico a pico. Os diagramas de olho obtidos nos dois formatos de modulação, à 20 Gb/s, estão demonstrados nas Figs. 3 e 4.

A.2 Ativação do Modulador Óptico 40 Gb/s DQPSK – FTM7961EX

Material Necessário:

- 4 transições VF/KF;
- 2 transições KF/VM;

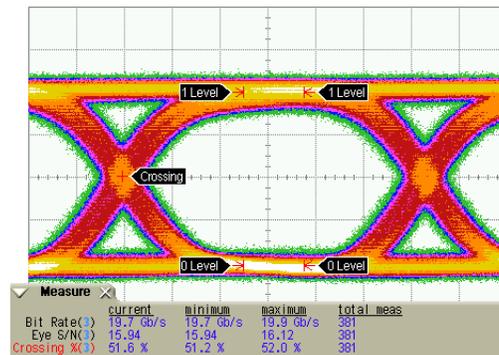


Fig. A.3: Diagrama de Olho para formato de modulação OOK.

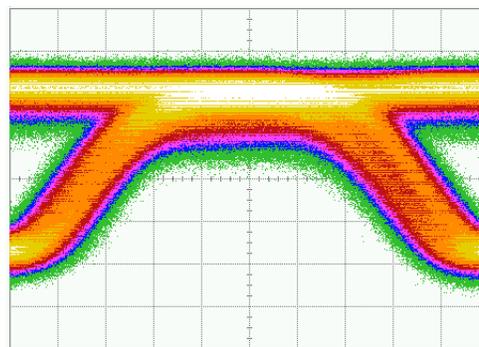


Fig. A.4: Diagrama de Olho para formato de modulação BPSK.

- 2 atenuadores VF/VM, 10dB, 60GHz;
- 2 cabos RF KM/KM;
- 2 cabos RF KM/GPPOM
- 2 cabos RF GPPOM/GPPOM
- 2 linhas de atraso elétricas
- 2 drivers TriQuint TGA4943 MOD;
- 9 fontes de tensão variáveis de baixo ruído.
- 2 cabos ópticos FC-APC/FC-APC;
- 3 cabos ópticos FC-PC/FC-APC;
- 2 controladores de polarização;
- 1 laser sintonizável;

- 1 PRBS 40Gbps;
- 1 amplificador EDFA;
- 1 modulador 40G DQPSK - FTM7961EX;
- 6 sleeves FC;

Levantaram-se as curvas de transmitância para os três interferômetros Mach-Zehnder presentes no modulador FTM 7961EX. As curvas estão mostradas nas Figs. A.5, A.6 e A.7.

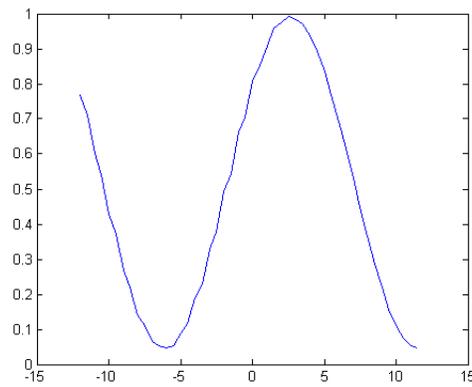


Fig. A.5: Curva de Transmitância do MZP com $V_{MZC1} = 0V$ e $V_{MZC2} = 0V$.

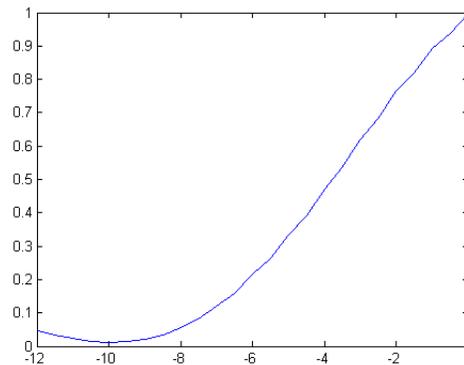


Fig. A.6: Curva de Transmitância do MZC1 com $V_{MZP} = 2,54V$ e $V_{MZC2} = 0V$.

As montagens elétrica e óptica foram feitas segundo o esquema da Fig. A.12.

Para se conseguir uma tensão de aproximadamente 7 V, pico a pico, na entrada RF do modulador, foram usados os seguintes valores para as tensões do *driver*.

- $V_{c1} = V_{c2} = 0,7V$

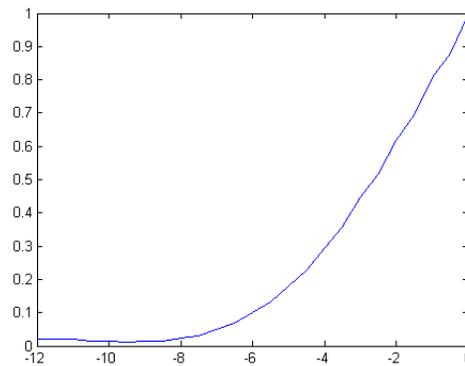


Fig. A.7: Curva de Transmitância do MZC2 com $V_{MZP} = 2,54V$ e $V_{MZC1} = 0V$.

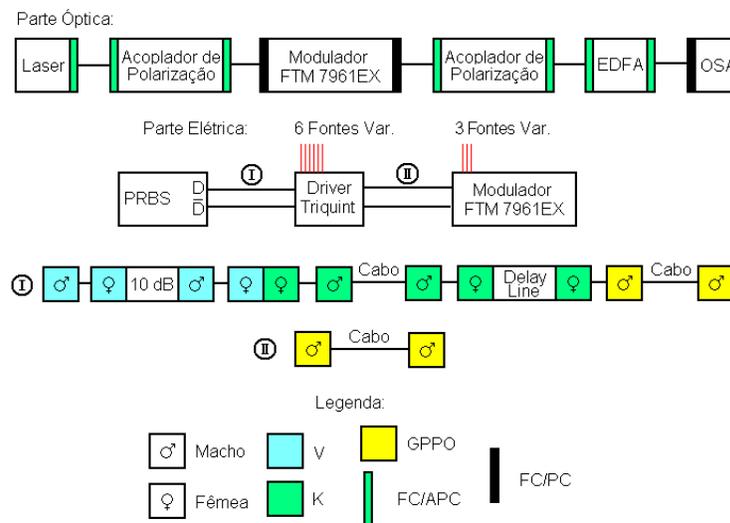


Fig. A.8: Diagrama esquemático para montagem do experimento.

- $V_{c3} = -0,5619V$
- $V_{g1} = 0,51V$
- $V_{g2} = -1,680V$
- $V_{g3} = 0V$
- $V_d = 6V$

Para se conseguir o formato de modulação DBPSK apenas se utilizando MZC1, utilizaram-se as seguintes tensões:

- $V_{MZC1} = -5,504V$

- $V_{MZC2} = -2,606V$

Utilizou-se um *swing* de 7 V, de pico a pico. O diagrama de olho óptico obtido está apresentado na figura A.9. Para se conseguir o formato de modulação DBPSK apenas se utilizando MZC2, utilizaram-se as seguintes tensões:

- $V_{MZC1} = -6,000V$
- $V_{MZC2} = -4,200V$

Utilizou-se um *swing* de 7 V, de pico a pico. O diagrama de olho óptico obtido está apresentado na figura A.10. Para se conseguir o formato de modulação DQPSK, utilizaram-se as seguintes tensões:

- $V_{MZC1} = -3,6V$
- $V_{MZC2} = -5,7V$
- $V_{MZP} = -0,52V$

Utilizou-se um *swing* de 7 V, de pico a pico. O diagrama de olho óptico obtido está apresentado na figura A.11. Todos os diagramas de olho obtidos foram obtidos de sistemas a uma taxa de transmissão de 20 GigaBaud.

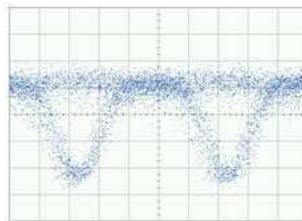


Fig. A.9: Diagrama de Olho para formato de modulação DBPSK utilizando MZC1.

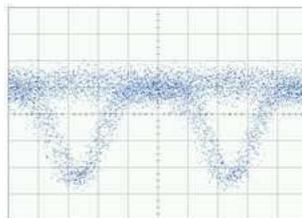


Fig. A.10: Diagrama de Olho para formato de modulação DBPSK utilizando MZC2.

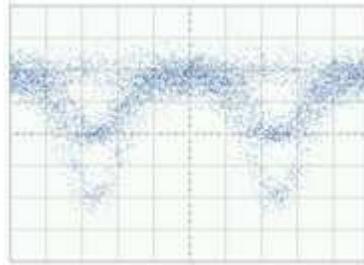


Fig. A.11: Diagrama de Olho para formato de modulação DQPSK.

A.3 Transmissão óptica NRZ DQPSK 40 Gb/s em *back-to-back*

Material necessário:

- 2 transições VF/KF;
- 4 transições KF/VM;
- 2 atenuador VF/VM, 10dB, 60GHz;
- 6 cabos RF KM/KM;
- 2 cabos RF KM/GPPOM;
- 2 cabos RF GPPOM/GPPOM;
- 2 linhas de atraso RF;
- 2 drivers TriQuint TGA4943 MOD;
- 15 fontes de tensões variáveis.
- 2 cabos ópticos FC-APC/FC-APC;
- 3 cabos ópticos FC-PC/FC-APC;
- 2 controladores de polarização;
- 1 laser sintonizável;
- 1 PRBS 40Gbps;
- 1 amplificador EDFA;

- 1 modulador 40G DQPSK - FTM7961EX;
- 6 sleeves FC;

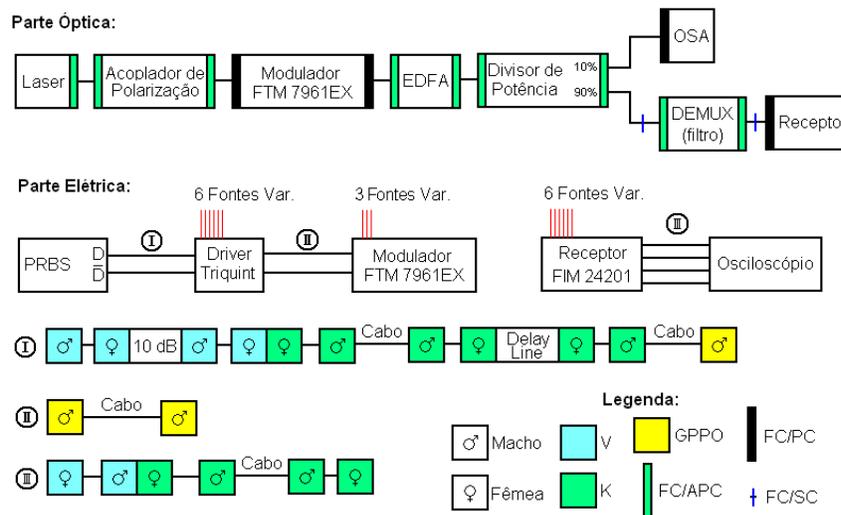


Fig. A.12: Diagrama esquemático para montagem do experimento.

Para se conseguir uma tensão 7 V, pico a pico, na entrada RF do modulador, foram usados os seguintes valores para as tensões do driver.

- $V_{c1} = V_{c2} = 0,7V$
- $V_{c3} = -0,51V$
- $V_{g1} = 0,4997V$
- $V_{g2} = -1,657V$
- $V_{g3} = 0V$
- $V_d = 6V$

Para se conseguir o olho óptico correto, utilizaram-se as seguintes tensões de alimentação do modulador:

- $V_{MZC1} = -6,3V$
- $V_{MZC2} = -4,008V$

- $V_{MZP} = -0,66V$

Para o receptor, utilizamos as tensões do TEC (Thermal Electric Controller):

- $V_{Q-push} = 0V$
- $V_{Q-pull} = 0V$
- $V_{I-push} = 0V$
- $V_{I-pull} = 1,78V$

Com estas tensões e utilizando a configuração diferencial, filtrando-se a 16GHz, foram conseguidos os seguintes diagramas de olho e de constelação para os braços I e Q do sinal:

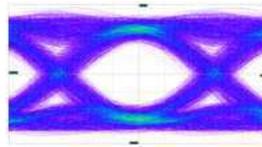


Fig. A.13: Diagrama de olho elétrico referente ao braço I e com detecção diferencial.

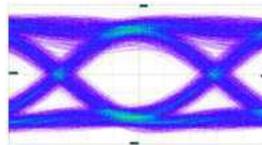


Fig. A.14: Diagrama de olho elétrico referente ao braço Q e com detecção diferencial.

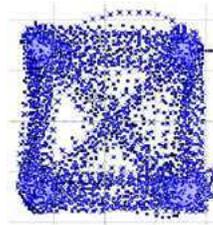


Fig. A.15: Diagrama de constelação do sinal recebido (não-sincronizado), utilizando detecção diferencial.

As taxas de erro de bit (BER) alcançadas, nesta configuração, foram da ordem de 10^{-18} .

Referências Bibliográficas

- [1] Agrawal, G. P.; “*Fiber-Optic Communication Systems*”, Terceira Edição, John Wiley & Sons, Nova Iorque, 2002.
- [2] Dal Forno, A. O.; Paradisi, A.; Passy, R.; von der Weid, J. P.; “*Experimental and theoretical modeling of polarization-mode dispersion in single-mode fibers*”, Photonics Technology Letters; vol. 12, no. 3, pp. 296-298; Março de 2000.
- [3] **Diniz, J. C. M.**; Ribeiro, V. B.; Oliveira, J. C. R. F.; Herbster, A. F.; Pataca, D. M.; Bordonalli, A. C.; “*112 Gb/s Co-DP-QPSK Optical Transmission: Offline Digital Filtering Analysis*”, MOMAG 2010, Vila Velha - ES, Brasil, Agosto de 2010.
- [4] El-Darawy, M.; Pfau, T.; Hoffman, S.; Noé, R.; “*Differential phase compensated constant modulus algorithm for phase noise tolerant coherent optical transmission*”, Summer Tropical Meeting 2009; LEOSST'09. IEEE/LEOS, pp.95-96, 20 a 22 de Julho de 2009.
- [5] Garcia, F. A. C.; “*Caracterização espectral de desempenho para formatos avançados de modulação digital óptica em 40 Gb/s*”, FEEC, Universidade Estadual de Campinas, 2009.
- [6] Institute of Electrical and Electronic Engineers, “*An overview: The next generation of ethernet*”, IEEE 802.3 Higher Speed Study Group – Tutorial, IEEE 802 Plenary; Atlanta, GA; 12 de novembro de 2007. <http://www.ieee802.org>, acessado em 21 de junho de 2010.
- [7] Kahn, J. M.; Ho, K. P.; “*Spectral efficiency limits and modulation/detection techniques for DWDM systems*”, IEEE Journal of Selected Topics in Quantum Electronics, Vol. 10, no. 2, pp. 259-272, Fevereiro de 2004.
- [8] Noé, R.; Pfau, T.; El-Darawy, M.; Hoffman, S.; “*Electronic polarization control algorithms for coherent optical transmission*”, IEEE Journal of Selected Topics in Quantum Electronics, Vol. PP, No. 99, pp. 1-8 doi:10.1109/JSTQE.2009.2039920.

- [9] Renaudier, J.; Bertran-Pardo, O.; Charlet, G.; Salsi, M.; Mardoyan, H.; Tran, P.; and Bigo, S.; “8 Tb/s long haul transmission over low dispersion fibers using 100 Gb/s PDM-QPSK”, Bell Labs Technical Journal 14(4), 27–46 (2010).
- [10] Ribeiro, V. B.; Oliveira, J. C. R. F.; **Diniz, J. C. M.**; Herbster, A. F.; Pataca, D. M.; Bordonalli, A. C.; “*Digital Polarization Tracking Algorithms for 100Gb/s Coherent DP-QPSK Transmission*”, MOMAG 2010, Vila Velha - ES, Brasil, Agosto de 2010.
- [11] Ribeiro, V. B.; **Diniz, J. C. M.**; Oliveira, J. C. R. F.; Herbster, A. F.; Bordonalli, A. C.; “*Digital Filtering Algorithms for 112Gb/s Dual Polarization QPSK Optical Systems with Coherent Detection*”, OSA – Latin America Optics and Photonics Conference, Recife - PE, Brasil, Setembro de 2010.
- [12] Roberts, K.; et al.; “*Performance of Dual-Polarization QPSK for Optical Transport Systems*”, Journal of Lightwave Technology, vol. 27, no. 16, pp. 3546-3559; 15 de Agosto de 2009.
- [13] Savory, S. J.; “*Digital filters for coherent optical receivers*”, Optics Express, Vol. 16, no. 2, pp. 804–817, Janeiro de 2008.
- [14] Seimetz, M.; “*High-Order Modulation for Optical Fiber Transmission*”, Primeira Edição, Springer-Verlag, Berlim, 2009.
- [15] Van den Borne, D.; et al.; “*POLMUX-QPSK modulation and coherent detection: the challenge of long-haul 100G transmission*”, ECOC 2009; 20-24 de Setembro de 2009; Viena, Áustria.
- [16] Yinwen Cao; Song Yu; Jing Shen; Wanyi Gu; Yuefeng Ji; “*Frequency estimation for optical coherent MPSK system without removing modulated data phase*”, IEEE Photonics Technology Letters, Vol. 22, no. 10, pp. 691-693, Maio de 2010.