

Clenilson Rodrigues da Silveira

# **Estudo de Formatos Especiais de Modulação Digital para Comunicações Ópticas**

Dissertação de mestrado apresentada à Escola de Engenharia de São Carlos da Universidade de São Paulo, como parte dos requisitos para obtenção do título de Mestre em Engenharia Elétrica.

Área de concentração: Telecomunicações

Orientadora: Prof<sup>a</sup>. Dra. Mônica de Lacerda Rocha

**São Carlos**

**2009**

# **Livros Grátis**

<http://www.livrosgratis.com.br>

Milhares de livros grátis para download.

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

Ficha catalográfica preparada pela Seção de Tratamento  
da Informação do Serviço de Biblioteca – EESC/USP

S587e Silveira, Clenilson Rodrigues da  
Estudo de formatos especiais de modulação digital para comunicações ópticas / Clenilson Rodrigues da Silveira ; orientadora Mônica de Lacerda Rocha. -- São Carlos, 2009.

Dissertação (Mestrado-Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica e Área de Concentração em Telecomunicações) -- Escola de Engenharia de São Carlos da Universidade de São Paulo, 2009.

1. Comunicação óptica. 2. Formatos de modulação de intensidade. 3. Formatos de modulação de fase. 4. Dispersão cromática. 5. Efeitos não-lineares. 6. Filtragem em cascata. 7. Custos de implementação. I. Título.

**FOLHA DE JULGAMENTO**

Candidato: Engenheiro CLENILSON RODRIGUES DA SILVEIRA

Dissertação defendida e julgada em 08/04/2009 perante a Comissão Julgadora:

Mônica de Lacerda Rocha Aprovado

Prof.<sup>a</sup>. Dr.<sup>a</sup>. MÔNICA DE LACERDA ROCHA (Orientador)  
(Escola de Engenharia de São Carlos/USP)

MURILO

Prof. Titular MURILO ARAÚJO ROMERO  
(Escola de Engenharia de São Carlos/USP)

Aprovado

Miriám Regina Xavier de Barros

Prof.<sup>a</sup>. Dr.<sup>a</sup>. MIRIAM REGINA XAVIER DE BARROS  
(Faculdade IBTA)

Aprovado

GERALDO ROBERTO MARTINS DA COSTA

Prof. Associado GERALDO ROBERTO MARTINS DA COSTA  
Coordenador do Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica e  
Presidente da Comissão de Pós-Graduação da EESC



---

## **AGRADECIMENTOS**

---

Aos meus pais Francisco Pinheiro da Silveira e Maria Elisabete Rodrigues por todo o apoio em mais essa importante etapa da minha vida.

Aos meus irmãos Wender Rodrigues Beckman, Mac Iver Rodrigues Beckman e Francislene da Silveira, pelo amor fraterno, amizade e grande torcida pelo meu sucesso.

À prof<sup>a</sup> Dra. Mônica de Lacerda Rocha pela orientação.

Aos meus amigos de Laboratório: Alex, Anderson, Daniel, Danilo, Guilherme, Helvécio, Hermes, Marcelo, Tany, Valdemir e Yang pela amizade, companheirismo e apoio nas horas difíceis.

Ao projeto FAPESP 06/04546-1 pelo apoio logístico.

Ao Conselho Nacional de Desenvolvimento Científico e Tecnológico (CNPq) pelo apoio financeiro.



---

## RESUMO

---

SILVEIRA, C. R. da, “**Estudo de formatos especiais de modulação digital para comunicações ópticas**”, 2009. Dissertação (mestrado) – Escola de Engenharia de São Carlos, Universidade de São Paulo, 2009.

Esta dissertação de mestrado investiga os formatos de modulação óptica alternativos ao tradicional formato binário de intensidade (NRZ - *Non-return-to-zero*), ditos avançados, como tecnologia chave para atender às exigências do mercado atual de telecomunicações por transporte de grande volume de dados e alta largura de banda, associados com a redução do custo da informação transmitida por bit.

Os formatos avançados de modulação óptica fazem parte das tecnologias que estão sendo investigadas intensamente com o objetivo de superar os desafios impostos pela nova geração de sistemas ópticos com taxas a partir de 40 Gb/s. Este trabalho focaliza o estudo dessa tecnologia, apresentando uma visão geral dos formatos mais discutidos atualmente, suas características e tecnologias de implementação.

Foram realizadas simulações utilizando o software comercial *Optisystem* versão 7.0 da empresa canadense *Optiwave Systems Inc.*, para analisar o desempenho de alguns formatos de modulação de intensidade e de fase com respeito à sensibilidade do receptor, resistência ao cascadeamento de filtragem óptica e a efeitos dispersivos e não-lineares. Procurou-se avaliar os formatos em enlaces reais, com características necessárias à sua possível utilização. Também é feita uma breve consideração dos custos associados aos formatos de modulação analisados neste trabalho. Dentre os formatos analisados, os RZ (*Return-to zero*) apresentaram maior sensibilidade do receptor e melhor tolerância aos efeitos não-lineares que os seus equivalentes NRZ, porém baixa tolerância aos efeitos dispersivos e ao cascadeamento de filtragem óptica. O formato duobinário mostrou fraco desempenho de sensibilidade, mas provou ser o mais tolerante à dispersão cromática e à concatenação de filtragem óptica. Os formatos de modulação de fase mostraram ser bem resistentes aos efeitos não-lineares e aos efeitos dispersivos.

Palavras-chave: Comunicação óptica, formatos de modulação de intensidade, formatos de modulação de fase, dispersão cromática, efeitos não-lineares, filtragem em cascata, custos de implementação.



---

## ABSTRACT

---

SILVEIRA, C. R. da, “**Study of special modulation formats for optical communication**”, 2009. MSc Thesis – Engineering School of São Carlos, University of São Paulo, 2009.

This MSc thesis investigates optical modulation formats as an alternative to the use of the traditional intensity binary format NRZ (*Non-return-to-zero*). Those formats, classified as advanced, represent one of the key technologies aimed to enable the high data volume and broadband, demanded by the present telecommunication market, with cost reduction of transmitted information per bit. Those technologies have been intensely studied with purpose of overcoming the challenges imposed by the new generation of optical systems, with bit rates from 40 Gb/s. This work focuses on the study of modulation formats most discussed currently, presenting an overview of their main characteristics and implementation techniques.

The performance of some intensity and phase formats, in terms of receiver sensitivity, optical filtering cascading, dispersion and nonlinear effects robustness, have been theoretically analyzed from simulations carried out with the commercial software *Optisystem* v. 7.0, of the Canadian company *Optiwave Systems Inc.* The analysis have been applied to real optical links, with characteristics that, potentially, demand their use. A cost analysis, based on estimated values associated to devices required for implementing the formats investigated in this work, is also presented.

Among the formats studied, those based on RZ (*Return-to zero*) presented the highest receiver sensitivity and best tolerance to nonlinear effects, in comparison to their equivalent formats, based on NRZ. However, they are less tolerant to dispersive effects and optical filtering cascading. The duobinary format (DB) has shown a weak performance in terms of sensitivity, though has been proved to be the most tolerant to chromatic dispersion and filtering cascading effects. Among all formats, the phase modulation ones presented the highest resistance against nonlinear and dispersive effects.

Key-words: Intensity modulation formats, phase modulation formats, optical communication, chromatic dispersion, nonlinear effects, filtering cascading, implementation cost.

---

# SUMÁRIO

---

<b>AGRADECIMENTOS</b> .....	<b>II</b>
<b>RESUMO</b> .....	<b>V</b>
<b>ABSTRACT</b> .....	<b>VI</b>
<b>LISTA DE FIGURAS</b> .....	<b>VII</b>
<b>LISTA DE TABELAS</b> .....	<b>IX</b>
<b>LISTA DE ACRÔNIMOS</b> .....	<b>XII</b>
<b>CAPÍTULO 1 - INTRODUÇÃO</b> .....	<b>1</b>
<b>CAPÍTULO 2 - PRINCIPAIS FATORES DE DEGRADAÇÃO DO SINAL EM FIBRAS ÓPTICAS</b> .....	<b>5</b>
2.1 – INTRODUÇÃO.....	5
2.2 - ATENUAÇÃO E RUÍDO DE AMPLIFICAÇÃO .....	5
2.3 - DISPERSÃO CROMÁTICA.....	6
2.4 - DISPERSÃO POR MODO DE POLARIZAÇÃO (PMD – <i>POLARIZATION-MODE DISPERSION</i> ) .....	8
2.5 – FILTRAGEM ÓPTICA DE BANDA ESTREITA E DIAFONIA ENTRE CANAIS WDM.....	9
2.6 - EFEITOS NÃO-LINEARES.....	10
2.7 - IMPACTO DA MIGRAÇÃO DE SISTEMAS DE 10 Gb/S PARA 40 Gb/S SOBRE OS EFEITOS DE DEGRADAÇÃO DO SINAL EM FIBRA ÓPTICA.....	13
<b>CAPÍTULO 3 - FORMATOS AVANÇADOS DE MODULAÇÃO ÓPTICA</b> .....	<b>16</b>
3.1 - CLASSIFICAÇÃO DE FORMATOS DE MODULAÇÃO.....	17
3.2 – MODULAÇÃO MULTINÍVEL SEM MEMÓRIA .....	19
3.3 – MODULAÇÃO COM MEMÓRIA E CODIFICAÇÃO.....	20
3.3.1 – <i>Modulação Pseudo-Multinível</i> .....	21
3.3.2 – <i>Codificações Correlativa e Restritiva</i> .....	22
3.4 - TECNOLOGIAS DE MODULADORES .....	23
3.4.1 – <i>Lasers Modulados Diretamente</i> .....	23
3.4.2 – <i>Moduladores de Eletro-Absorção</i> .....	24
3.4.3 – <i>Moduladores Mach-Zehnder</i> .....	25
3.5 – FORMATOS DE MODULAÇÃO EM INTENSIDADE.....	26
3.5.1 – <i>Chaveamento On-Off sem Retorno ao Zero (NRZ-OOK - Nonreturn-to-Zero On-Off Keying)</i> .....	26
3.5.2 - <i>Chaveamento On-Off com Retorno ao Zero (RZ-OOK – Return-to-Zero On/Off Keying)</i> .....	27
3.5.3 – <i>Retorno ao Zero com Portadora Suprimida (CSRZ – Carrier-Supressed Return-to-Zero)</i> .....	30
3.5.4 – <i>Retorno ao Zero com Chirp (CRZ – Chirped Return-to-Zero)</i> .....	31
3.5.5 – <i>NRZ com Chirp (C-NRZ – Chirped NRZ), Transmissão Suportada por Dispersão (DST – Dispersion-Suported Transmission) e Pré-Distorção Eletrônica do Sinal (EPD – Electronic Signal Predistortion)</i> .....	32
3.5.6 – <i>Duobinário (DB, PSBT)</i> .....	33
3.5.7 – <i>Inversão Alternada de Marca (AMI – Alternate-mark inversion )</i> .....	37
3.5.8 – <i>Banda Lateral Vestigial (VSB - Vestigial Sideband) e Banda Lateral Simples (SSB – Single Sideband)</i> .....	39
3.6 – FORMATOS DE MODULAÇÃO DE FASE DIFERENCIAL.....	40
3.6.1 – <i>Características do Formato DPSK</i> .....	40
3.6.2 – <i>Configuração do Transmissor DPSK</i> .....	43
3.6.3 – <i>Configuração do Receptor DPSK</i> .....	44
3.6.4 - <i>Transmissão DPSK a 40 Gb/s</i> .....	45
3.6.5 - <i>Modulação por Deslocamento de Fase Diferencial em Quadratura (DQPSK – Differential Quadrature Phase Shift Keying)</i> .....	46

<b>CAPÍTULO 4 - RESULTADOS NUMÉRICOS .....</b>	<b>49</b>
4.1 – INTRODUÇÃO.....	49
4.2 - SENSIBILIDADE DO RECEPTOR.....	50
4.3 TOLERÂNCIA À DISPERSÃO.....	54
4.4– TOLERÂNCIA AOS EFEITOS NÃO-LINEARES.....	56
4.5 - TRANSMISSÃO DE 40 GB/S POR UM ENLACE ÓPTICO DE 160 KM SEM REPETIÇÃO.....	59
4.5.1 - Sistema de 40 Gb/s monocanal.....	61
4.5.2 – Sistema WDM de 4 canais de 40 Gb/s.....	63
4.6 – RESULTADOS DE SIMULAÇÕES DA TRANSMISSÃO DE 40 GB/s POR UM ENLACE, DE 170 KM, DA REDE EXPERIMENTAL KYATERA.....	65
4.6.1 – Sistema Monocanal.....	67
4.6.1 – Sistema WDM de 4 Canais de 40 Gb/s.....	70
4.7 – ANÁLISE DA RELAÇÃO CUSTO/BENEFÍCIO DOS FORMATOS AVANÇADOS DE MODULAÇÃO ÓPTICA.....	73
<b>CAPÍTULO 5.....</b>	<b>76</b>
<b>CONCLUSÃO .....</b>	<b>76</b>
<b>REFERÊNCIAS .....</b>	<b>80</b>
<b>APÊNDICE - PALETAS UTILIZADAS NO SOFTWARE <i>OPTISYSTEM</i> PARA OS TRANSMISSORES E RECEPTORES DOS FORMATOS DE MODULAÇÃO ÓPTICA .....</b>	<b>90</b>
NRZ-OOK.....	91
RZ-OOK 50%.....	92
RZ-OOK 33%.....	93
DUOBINÁRIO(DB).....	94
RZ-AMI 33%.....	95
CSRZ.....	96
NRZ-DPSK.....	97
RZ-DPSK 33%.....	98
NRZ-DQPSK.....	99
RZ-DQPSK 33%.....	100

---

## LISTA DE FIGURAS

---

<b>FIGURA 2.1</b> - RELEVÂNCIA DOS EFEITOS NÃO-LINEARES INTER-CANAIIS E INTRA-CANAIIS EM SISTEMAS WDM DE DIFERENTES TAXAS DE BITS POR CANAL. FIGURA OBTIDA DA REF. [2].....	12
<b>FIGURA 2.2</b> – EFEITOS NÃO-LINEARES INTRA-CANAIIS NA TRANSMISSÃO DE SISTEMA MONOCANAL DE 40 Gb/s. EM (A) SEQUÊNCIA DE PULSOS QUE TORNAM BEM EVIDENTE O EFEITO DE JITTER TEMPORAL DEVIDO AO IXPM, EM (B) SEQUÊNCIA DE PULSOS QUE TORNA BEM VISÍVEL O EFEITO DE PULSOS FANTASMAS E RIPPLE DE AMPLITUDE OCACIONADOS POR IFWM. OS PULSOS TRACEJADOS CORREÇÃO RESENTAM OS PULSOS ANTES DA TRANSMISSÃO E OS PULSOS DE LINHA SÓLIDA REPRESENTAM OS PULSOS DEPOIS DA TRANSMISSÃO. EM (C) É MOSTRADO O DIAGRAMA DE OLHO APÓS A TRANSMISSÃO, PELO QUAL VISUALIZA-SE O IMPACTO DOS EFEITOS NÃO-LINEARES INTRA-CANAIIS ATRAVÉS DO JITTER TEMPORAL, RIPPLE DE AMPLITUDE E DOS PULSOS FANTASMAS.....	15
<b>FIGURA 3.1</b> - CLASSIFICAÇÃO DOS FORMATOS DE MODULAÇÃO DE INTENSIDADE E FASE MAIS IMPORTANTES DISCUTIDOS ATUALMENTE E QUE SERÃO EXPLICADOS EM MAIS DETALHES AO LONGO DO CAPÍTULO.....	18
<b>FIGURA 3.2</b> - FUNÇÕES DE TRANSMISSÃO DE (A) EAMs e (B) MZMs.[2].....	24
<b>FIGURA 3.3</b> - DIAGRAMA ESPECTRAL E DE INTENSIDADE DE OLHO PARA O FORMATO DE MODULAÇÃO NRZ-OOK. R: TAXA DE DADOS.....	27
<b>FIGURA 3.4</b> – GERAÇÃO DE SINAL RZ UTILIZANDO MZM COMO MODELADOR DE PULSO.....	28
<b>FIGURA 3.5</b> - FORMAS DE CONTROLE SENOIDAL DE UM MZM ATUANDO COMO MODELADOR DE PULSO PARA SINAIS RZ COM CICLO DE TRABALHO DE 33% (SÓLIDO) E 50% (TRACEJADO). OS PONTOS DE POLARIZAÇÃO DO MZM SÃO INDICADOS POR CÍRCULOS ABERTOS.....	28
<b>FIGURA 3.6</b> - ESPECTRO E DIAGRAMA DE OLHO DOS SINAIS RZ COM CICLO DE TRABALHO 50%. R: TAXA DE DADOS.....	29
<b>FIGURA 3.7</b> - ESPECTRO E DIAGRAMA DE OLHO DOS SINAIS RZ COM CICLO DE TRABALHO 33%. R: TAXA DE DADOS.....	29
<b>FIGURA 3.8</b> - CONTROLE SENOIDAL DE MZM ATUANDO COMO MODELADOR DE PULSO (PULSE CARVER) PARA CSRZ COM CICLO DE TRABALHO DE 67%. AS CURVAS DE TRANSMISSÃO SÓLIDAS E TRACEJADAS APLICAM-SE PARA A POTÊNCIA E CAMPO ÓPTICO, RESPECTIVAMENTE. O PONTO DE POLARIZAÇÃO É INDICADO POR UM CÍRCULO ABERTO.....	30
<b>FIGURA 3.9</b> – ESPECTRO E DIAGRAMA DE OLHO DO FORMATO DE MODULAÇÃO CSRZ. R: TAXA DE DADOS.....	31
<b>FIGURA 3.10</b> - ESPECTRO E DIAGRAMA E OLHO DO FORMATO DB. R: TAXA DE DADOS.....	34
<b>FIGURA 3.11</b> – VISUALIZAÇÃO DA GERAÇÃO DE SINAIS DUOBINÁRIOS POR COMANDAR UM MZM NO SEU MÍNIMO DE TRANSMISSÃO USANDO UM SINAL DE COMANDO ELÉTRICO DE TRÊS NÍVEIS. [1].....	35
<b>FIGURA 3.12</b> – CIRCUITOS GERADORES DE SINAIS DUOBINÁRIOS: (A) COM ATRASO E ADIÇÃO E (B) COM ALGUM OUTRO FILTRO PASSA-BAIXA APROPRIADO. B: LARGURA DE BANDA; R: TAXA DE DADOS.....	36
<b>FIGURA 3.13</b> - ESPECTRO E DIAGRAMA E OLHO DO FORMATO RZ-AMI 33%. R: TAXA DE DADOS.....	38
<b>FIGURA 3.14</b> – CONSTELAÇÃO DE SINAL OOK (SUPERIOR) E DPSK (INFERIOR).....	41
<b>FIGURA 3.15</b> – ESPECTRO E DIAGRAMA DE OLHO: (A) NRZ-DPSK E (B) RZ-DPSK 33%.....	42
<b>FIGURA 3.16</b> - DUAS CONFIGURAÇÕES TÍPICAS DE TRANSMISSOR RZ-DPSK. (A) UTILIZANDO MODULADOR DE FASE. (B) UTILIZANDO MODULADOR MACH-ZEHNDER.....	44
<b>FIGURA 3.17</b> – CONFIGURAÇÃO DE RECEPTOR DPSK BALANCEADO.....	45
<b>FIGURA 3.18</b> – CONFIGURAÇÃO DE UM TRANSMISSOR DQPSK UTILIZANDO DOIS MZMs EM PARALELO.....	47
<b>FIGURA 3.19</b> – ESPECTROS ÓPTICOS DO NRZ-DQPSK. E RZ-DQPSK 33%. [2].....	47
<b>FIGURA 3.20</b> – CONFIGURAÇÃO DE UM RECEPTOR DQPSK.....	48
<b>FIGURA 4.1</b> – TOLERÂNCIA À DISPERSÃO ACUMULADA PARA VÁRIAS PENALIDADES DE OSNR PARA AS MODULAÇÕES NRZ-OOK, NRZ-DPSK, NRZ-DQPSK E DB.....	56
<b>FIGURA 4.2</b> - ESQUEMÁTICO DO ENLACE UTILIZADO NAS SIMULAÇÕES PARA ANÁLISE DA TOLERÂNCIA AO SPM.....	56
<b>FIGURA 4.3</b> – TOLERÂNCIA AO SPM PARA VÁRIAS PENALIDADES DE POTÊNCIAS, PARA DIVERSOS FORMATOS DE MODULAÇÃO PARA UMA BER = $10^{-12}$ .....	58
<b>FIGURA 4.4</b> - DIAGRAMA ESQUEMÁTICO DO ENLACE UTILIZADO NAS SIMULAÇÕES.....	60
<b>FIGURA 4.5</b> - BER X POTÊNCIA TRANSMITIDA NA FIBRA PARA OS FORMATOS DE MODULAÇÃO NRZ-OOK, RZ-OOK 50 %, RZ-OOK 33% E CSRZ.....	62
<b>FIGURA 4.6</b> - DIAGRAMA DE OLHO DOS SINAIS A 40 Gb/s APÓS TRANSMISSÃO, PARA POTÊNCIA TRANSMITIDA DE 13 dBm, NOS FORMATOS (A) NRZ E (B) CSRZ.....	62

<b>FIGURA 4.7</b> - BER X POTÊNCIA DE ENTRADA NA FIBRA POR CANAL PARA OS FORMATOS NRZ-OOK, RZ-OOK 50%, RZ-OOK 33% E CSRZ. AS CURVAS SÃO REFERENTES AO CANAL 4. ....	64
<b>FIGURA 4.8</b> - DIAGRAMA DE OLHO DO CANAL 4 PARA O FORMATOS (A) NRZ E (B) CSRZ; PARA UMA POTÊNCIA TRANSMITIDA DE 14 DBM. ....	65
<b>FIGURA 4.9</b> – DIAGRAMA DO ENLACE SIMULADO CEDIDO PELA EQUIPE DO PROJETO KYATERA. UTILIZOU-SE NAS SIMULAÇÕES A REDE EXPERIMENTAL DE 167 KM QUE INTERLIGA A UNICAMP EM CAMPINAS À USP DE SÃO CARLOS. CONSIDEROU-SE NAS SIMULAÇÕES UM COMPRIMENTO DE ENLACE DE 170 KM. NOTAR QUE PARA A CONEXÃO CAMPINAS-SÃO CARLOS, VIA RIO CLARO, CORRESPONDENTE À REDE ESTÁVEL KYATERA, JÁ EXISTE UM AMPLIFICADOR DE LINHA EM AMERICANA ALÉM DE UM PONTO DE PRESENÇA EM RIO CLARO. ENTRETANTO, ESTA CONEXÃO É RESERVADA E NÃO PREVÊ A REALIZAÇÃO DE EXPERIMENTOS DE CAMADA FÍSICA. ....	66
<b>FIGURA 4.10</b> – ESQUEMA DE CONFIGURAÇÃO DO ENLACE SIMULADO. O EDFA EM AMERICANA NÃO CONSTA DO ENLACE REAL, MAS FOI INSERIDO NAS SIMULAÇÕES. ....	67
<b>FIGURA 4.11</b> - BER X POTÊNCIA DE ENTRADA NO SEGUNDO SPAN PARA OS FORMATOS NRZ-OOK, RZ-OOK 33%, RZ-AMI 33% , CSRZ, NRZ-DPSK E RZ-DPSK 33% PARA 1 CANAL DE 40 Gb/s. ....	69
<b>FIGURA 4.12</b> - BER X POTÊNCIA DE ENTRADA NO SEGUNDO SPAN PARA OS FORMATOS NRZ-OOK, RZ-OOK 33%, RZ-AMI 33% , CSRZ, NRZ-DPSK E RZ-DPSK 33% PARA SISTEMA WDM DE 4 CANAIS DE 40 GB/S. AS CURVAS SÃO REFERENTES AO CANAL COM PIOR DESEMPENHO (1552,52 NM). ....	71
<b>FIGURA A.1</b> - ESQUEMA DO TRANSMISSOR NRZ-OOK. ....	91
<b>FIGURA A.2</b> - ESQUEMA DO RECEPTOR NRZ-OOK. ....	91
<b>FIGURA A.3</b> - ESQUEMA DO TRANSMISSOR RZ-OOK 50%. ....	92
<b>FIGURA A.4</b> - ESQUEMA DO RECEPTOR RZ-OOK 50%. ....	92
<b>FIGURA A.5</b> - ESQUEMA DO TRANSMISSOR RZ-OOK 33%. ....	93
<b>FIGURA A.6</b> - ESQUEMA DO RECEPTOR RZ-OOK 33%. ....	93
<b>Figura A.7</b> – Esquema do TRANSMISSOR para DB. ....	94
<b>FIGURA A.8</b> – ESQUEMA DO RECEPTOR PARA DB. ....	94
<b>FIGURA A.9</b> - ESQUEMA DO TRANSMISSOR RZ-AMI 33%. ....	95
<b>FIGURA A.10</b> - ESQUEMA DO RECEPTOR RZ-AMI 33%. ....	95
<b>FIGURA A.12</b> - ESQUEMA DO RECEPTOR PARA O CSRZ. ....	96
<b>FIGURA A.13</b> - ESQUEMA DE TRANSMISSOR NRZ-DPSK. ....	97
<b>FIGURA A.14</b> - ESQUEMA DO RECEPTOR PARA O NRZ-DPSK%. ....	97
<b>FIGURA A.16</b> - ESQUEMA DO RECEPTOR RZ-DPSK 33%. ....	98
<b>FIGURA A.17</b> - ESQUEMA DO TRANSMISSOR NRZ-DQPSK. ....	99
<b>FIGURA A.18</b> - ESQUEMA DO RECEPTOR DO NRZ-DQPSK. ....	99
<b>FIGURA A.19</b> – ESQUEMA DO TRANSMISSOR RZ-DPSK 33%. ....	100
<b>FIGURA A.20</b> - ESQUEMA DO RECEPTOR DO RZ-DQPSK 33%. ....	100

---

## LISTA DE TABELAS

---

<b>TABELA 3.1</b> - EXEMPLO DE CODIFICAÇÃO DE SÍMBOLOS NO DQPSK. ....	20
<b>TABELA 3.2</b> - EXEMPLO DE CODIFICAÇÃO DE SÍMBOLOS PARA MODULAÇÃO COM MEMÓRIA. ....	23
<b>TABELA 3.3</b> - DADOS BINÁRIOS, DADOS INVERTIDOS, DADOS PRÉ-CODIFICADOS, DADOS CODIFICADOS EM DUOBINÁRIO E DADOS RECEBIDOS NO TEMPO, PARA UM SISTEMA DUOBINÁRIO. A CONFIGURAÇÃO DOS DADOS USADOS É A MESMA UTILIZADA NA FIGURA 3.8. ....	37
<b>TABELA 4.1</b> - PARÂMETROS DE SIMULAÇÃO. ....	50
<b>TABELA 4.2</b> – SENSIBILIDADE DO RECEPTOR PARA TAXAS DE DADOS @ 42,7 Gb/s OBTIDAS NESTE TRABALHO E DAS REFS. [1] E [2]. (BER = $10^{-3}$ ) ....	51
<b>TABELA 4.3</b> - SENSIBILIDADE DO RECEPTOR PARA TAXAS DE DADOS @ 40 Gb/s (BER = $10^{-12}$ ) ....	52
<b>TABELA 4.4</b> – PENALIDADE DE OSNR DEVIDO AO CASCATEAMENTO DE 10 FILTROS ÓPTICOS ....	53
<b>TABELA 4.5</b> - TOLERÂNCIA À DISPERSÃO ACUMULADA DE DIVERSOS FORMATOS DE MODULAÇÃO ÓPTICA PARA UMA PENALIDADE DE 2 dB @ 40 Gb/s E BER = $10^{-12}$ . ....	55
<b>TABELA 4.6</b> - PARÂMETROS DAS FIBRAS SMF E DCF UTILIZADAS NAS SIMULAÇÕES. ....	57
<b>TABELA 4.7</b> - POTÊNCIA MÁXIMA DE ENTRADA PARA DIVERSOS FORMATOS DE MODULAÇÃO @ BER = $10^{-12}$ . ....	57
<b>TABELA 4.8</b> - CARACTERÍSTICAS DO ENLACE SIMULADO. ....	60
<b>TABELA 4.9</b> - PARÂMETROS DE SIMULAÇÃO. ....	61
<b>TABELA 4.10</b> - BER DOS QUATRO CANAIS WDM DE 40 Gb/s, PARA POTÊNCIA DE ENTRADA NA FIBRA DE 14 dBm. POR CANAL. ....	64
<b>TABELA 4.11</b> - CARACTERÍSTICAS DO ENLACE EXPERIMENTAL DO PROJETO KYATERA. A FIBRA DCF NÃO CONTA DO ENLACE MAS FOI INCLUÍDA NAS SIMULAÇÕES DEVIDO A TAXA DE 40 Gb/s. ....	68
<b>TABELA 4.12</b> - PARÂMETROS DE SIMULAÇÃO. ....	68
<b>TABELA 4.13</b> - DESEMPENHO DOS FORMATOS DE MODULAÇÃO PARA O SISTEMA MONOCANAL DE 40 Gb/s. ....	70
<b>TABELA 4.14</b> – DESEMPENHO DOS FORMATOS DE MODULAÇÃO PARA O SISTEMA WDM DE 4 CANAIS DE 40 Gb/s. SÃO APRESENTADAS A BER MÍNIMA, A FAIXA DE POTÊNCIA PARA BER ABAIXO DE $10^{-12}$ E A LARGURA DESSA FAIXA DE POTÊNCIA PARA O CANAL COM PIOR DESEMPENHO (1552,52 nm). ....	72
<b>TABELA 4.15</b> – COMPARAÇÃO DE DESEMPENHO DOS FORMATOS DE MODULAÇÃO PARA OS SISTEMAS MONOCANAL DE 40 Gb/s E WDM DE 4 CANAIS DE 40 Gb/s. ....	72
<b>TABELA 4.16</b> - RELAÇÃO DE COMPONENTES E CUSTO NORMALIZADO DOS MESMOS. ....	74
<b>TABELA 4.17</b> - CARACTERÍSTICAS DO TX E RX, DESEMPENHO E CUSTOS ASSOCIADOS A ALGUNS FORMATOS DE MODULAÇÃO ÓPTICA @ 40 Gb/s. A OSNR E A TOLERÂNCIA À DISPERSÃO ACUMULADA SÃO REFERENTES A SISTEMAS PRÉ-AMPLIFICADOS PARA UMA BER = $10^{-12}$ . ....	75

---

## LISTA DE ACRÔNIMOS

---

<b>ACRZ</b>	Alternate-chirp return-to-zero	Retorno ao zero com <i>chirp</i> alternado
<b>AMI</b>	Alternate-mark inversion	Inversão alternada de marca
<b>ASE</b>	Amplified spontaneous emission	Emissão espontânea amplificada
<b>BER</b>	Bit-error ratio	Taxa de erro de bit
<b>C-NRZ</b>	Chirped nonreturn-to-zero	Não retorno ao zero com <i>chirp</i>
<b>CRZ</b>	Chirped return-to-zero	Retorno ao zero com <i>chirp</i>
<b>CSRZ</b>	Carrier-suppressed return-to-zero	Retorno ao zero com portadora suprimida
<b>DB</b>	Duobinary	Duobinário
<b>DCF</b>	Dispersion-compensating fiber	Fibra compensadora de dispersão
<b>DCS</b>	Duobinary carrier suppressed	Duobinário com portadora suprimida
<b>DGD</b>	Differential group delay	Atraso diferencial de grupo
<b>DI</b>	Delay interferometer	Interferômetro de atraso
<b>DPSK</b>	Differential phase shift keying	Chaveamento por deslocamento de fase diferencial
<b>DQPSK</b>	Differential quadrature phase shift keying	Chaveamento por deslocamento de fase diferencial em quadratura
<b>DST</b>	Dispersion-supported transmission	Transmissão suportada por dispersão
<b>EAM</b>	Electroabsorption modulator	Modulador de eletroabsorção
<b>EPD</b>	Electronic predistortion	Prédistorção eletrônica
<b>FEC</b>	Forward error correction	Técnica de correção de erro
<b>FWM</b>	Four-wave mixing	Mistura de quatro ondas
<b>GVD</b>	Group velocity dispersion	Dispersão de velocidade de grupo
<b>IFWM</b>	Intrachannel four-wave mixing	Mistura de quatro ondas intracanal
<b>ISI</b>	Intersymbol interference	Interferência intersimbólica
<b>ITU</b>	International telecommunication union	União Internacional de Telecomunicação
<b>IXPM</b>	Intrachannel cross-phase modulation	Modulação de fase cruzada intracanal
<b>M-ASK</b>	Multilevel amplitude shift keying	Chaveamento por deslocamento em amplitude multinível
<b>MZM</b>	Mach-Zehnder modulator	Modulador Mach-Zehnder
<b>NRZ</b>	Nonreturn-to-zero	Não retorno ao zero
<b>NZDF</b>	Nonzero dispersion shifted fiber	Fibra deslocada com dispersão não nula
<b>OADM</b>	Optical add/drop multiplexer	Multiplexador óptico de inserção/derivação
<b>OOK</b>	On/off keying	Chaveamento liga/desliga
<b>OSNR</b>	Optical signal-to-noise ratio	Relação sinal-ruído óptica
<b>PASS</b>	Phased amplitude shift signaling	Sinalização por deslocamento de amplitude e por fase
<b>PMD</b>	Polarization-mode dispersion	Dispersão por modo de polarização
<b>Pol-SK</b>	Polarization shift keying	Chaveamento por deslocamento na polarização
<b>PSBT</b>	Phase-shaped binary transmission	Transmissão binária formatada na fase
<b>RF</b>	Radiofrequency	Rádio-freqüência
<b>RX</b>	Receiver	Receptor
<b>RZ</b>	Return-to-zero	Retorno ao zero
<b>SE</b>	Spectral efficiency	Eficiência espectral
<b>SPM</b>	Self-phase modulation	Auto-modulação de fase
<b>SSB</b>	Single sideband	Banda lateral única
<b>SSMF</b>	Standard single-mode fiber	Fibra monomodo padrão

<b>TX</b>	Transmitter	Transmissor
<b>VS</b>	Vestigial sideband	Banda lateral vestigial
<b>WDM</b>	Wavelength division multiplexing	Multiplexação por comprimento de onda
<b>XPM</b>	Cross-phase modulation	Modulação de fase cruzada



---

# CAPÍTULO 1

---

## INTRODUÇÃO

Nos últimos anos, a demanda por largura de banda em sistemas de comunicações ópticas tem aumentado consideravelmente devido ao número cada vez maior de usuários de Internet pelo mundo e, também, ao maior volume de dados exigido por cada usuário para suprir os serviços on-line. Os usuários exigem cada vez mais e melhores conteúdos, a qualquer hora e em qualquer ponto do planeta onde se encontrem. Serviços de voz, transmissão de dados a altas taxas e de televisão são hoje parte do cotidiano das pessoas e das empresas. Este aumento, tanto do número de assinantes, como da capacidade de transmissão consumida por assinante, tem levado ao crescimento contínuo da capacidade de transporte das redes de comunicação óptica entre cidades ou países (ou redes de longa distância).

Existem basicamente três formas de aumentar a capacidade de transmissão de sistemas de comunicações ópticas:

- **Instalação de fibras adicionais:** Instalar fibras adicionais às já existentes é bastante vantajoso do ponto de vista tecnológico se fibras especiais forem utilizadas. Entretanto, esta alternativa é pouco atrativa por ser muito dispendiosa devido aos altos custos envolvidos na obtenção de autorizações, direito de passagem e obras civis. O objetivo das operadoras é maximizar o uso dos sistemas já existentes antes de instalar novas fibras.
- **Aumento do número de canais transmitidos:** Esta alternativa pode ser explorada em sistemas de multiplexação por comprimento de onda (WDM - *Wavelength Division Multiplexing*). A grande vantagem dos sistemas WDM é a redução de custos por informação transmitida devido ao compartilhamento de dispositivos ópticos entre vários canais. Entre os principais dispositivos ópticos compartilhados está a própria fibra óptica usada na transmissão, as fibras com dispersão negativa, que são implantadas visando compensar os efeitos da dispersão acumulada no sistema, e o amplificador óptico [1]. Sabendo que o sistema WDM opera dentro de janelas espectrais limitadas, faz-se necessário aumentar a capacidade do sistema pela máxima

redução possível de espaçamento espectral entre canais, permitindo assim que se aloque um maior número de canais dentro da banda do sistema, o que resulta em uma maior eficiência espectral. A eficiência espectral (SE – *Spectral Efficiency*) é definida como a razão entre a taxa de dados de informação por canal e o espaçamento espectral ocupado pelo canal WDM, sendo quantificada na unidade de bits por segundo por Hertz (b/s.Hz) [1-3]. Por exemplo, a transmissão de 40 Gb/s por canal WDM, espaçado em 100 GHz segundo a grade de frequências do ITU (*International Telecommunication Union*) [4], resulta em uma SE de 0,4 b/s.Hz. Outro foco de pesquisa é o aumento da faixa espectral pela exploração de novas bandas de transmissão, tais como as bandas S (1460 nm-1530 nm) e L (1565 nm–1625 nm) em adição à banda C (1530 nm–1565 nm) [5, 6].

- **Aumento da taxa de transmissão por canal:** Durante os últimos anos as taxas de bits por canal têm aumentado de 2,5 Gb/s, em princípios dos anos 1990, para 10 Gb/s, em meados dos anos 1990. Taxas de 10 Gb/s estão sendo bastante empregados ainda hoje. Entretanto, uma nova geração de sistemas comerciais de 40 Gb/s já está disponível [7]. A vantagem de se aumentar a taxa de transmissão por canal é o aumento do numero de bits transmitidos sem requerer um maior número de transmissores e receptores. Quando se usa tecnologia opto-eletrônica suficientemente madura a volumes de produção razoáveis, um aumento de quatro vezes na taxa de dados por canal implica em um aumento de 2,5 vezes no custo do *transponder*. Portanto, quadruplicar a taxa de dados por canal representa uma economia de 40% nos custos do *transponder* [1, 2].

A tecnologia para transmissão de 40 Gb/s por canal está em pleno desenvolvimento. Avanços na tecnologia de filtragem óptica de banda estreita têm levado a canais WDM sobre uma grade de frequências ópticas de 50 GHz. Sistemas WDM com uma SE de 0,8 b/s.Hz e acima têm sido demonstrados [1].

A capacidade de transmissão atual dos sistemas de comunicações ópticas é de 10 Gb/s por canal óptico e a nova geração consistirá na migração para taxas de 40 Gb/s por comprimento de onda. Na realidade, o desenvolvimento de sistemas baseados na nova geração já tem começado. Sistemas operando a taxas de 40 Gb/s estão comercialmente disponíveis desde 2002 [1, 2]. Em meados de 2007, o número total de *transponders* instalados a 40 Gb/s não passava de umas poucas dezenas, porém este número tende a aumentar com a demanda por capacidade [7].

Tal aumento de capacidade impõe complexos desafios porque os efeitos dispersivos e não-lineares tornam-se mais críticos a taxas de 40 Gb/s e exigem fibras ópticas avançadas que são

mais tolerantes às distorções do sinal [8]. Um dos principais problemas para a adoção desta medida está no fato de que os novos sistemas de 40 Gb/s devem funcionar sobre a infraestrutura de transmissão já existente, que foi instalada e otimizada para funcionar com sinais a 10 Gb/s. Portanto, o principal desafio consiste em adequar a transmissão de taxas de 40 Gb/s por canal a essa infra-estrutura legada.

As tecnologias essenciais mais pesquisadas atualmente visam propiciar sistemas ópticos com alta eficiência espectral e redes de transporte opticamente roteadas de alta capacidade, podendo ser agrupadas da seguinte forma [1, 2]:

- **Componentes ópticos de baixa perda** - Incluem fibras de transmissão, dispositivos compensadores de dispersão e elementos de roteamento/chaveamento óptico. Minimizam a necessidade de amplificação óptica reduzindo dessa forma a introdução de ruído originado pela amplificação.
- **Amplificadores ópticos de baixo ruído** – (Por exemplo, amplificadores Raman distribuído) possibilitam que o ruído acumulado ao longo do sistema seja minimizado.
- **Fibras ópticas avançadas** – Apresentam maior tolerância às distorções não-lineares, permitindo assim maiores potências de transmissão do sinal.
- **Técnica de correção de erros (FEC – *Forward-Error Correction*)** – Permite operação com maior taxa de erro de bits (BER – *Bit Error Ratio*), diminuindo assim as exigências na relação sinal-ruído óptica (OSNR – *Optical Signal-Noise Ratio*) no receptor.
- **Formatos avançados de modulação óptica** - São usados para possibilitar resistência do sinal ao ruído e à filtragem óptica de banda estreita através de diversos multiplexadores de inserção/derivação ópticos (OADMs – *Optical Add/Dropp Multiplexer*) dentre outras aplicações.

Os formatos avançados de modulação óptica são os objetos de estudo desta dissertação. Recentemente, intensas pesquisas estão sendo realizadas neste campo visando combater os efeitos de degradação do sinal ao longo da fibra de transmissão e aumentar a eficiência espectral. A literatura costuma referir-se a estes formatos como “novos” ou “avançados”. No entanto, muitos destes formatos de modulação já são bem conhecidos por seu emprego no domínio elétrico em sistemas de radio-frequência (RF – *Radio Frequency*), microondas e também em sistemas ópticos com multiplexação por subportadoras (SCM – *Subcarrier Multiplexing*) muito utilizados em sistemas de televisão a cabo [1]. Portanto, os

qualificadores “novos” ou “avançados” usados para estes formatos têm de ser encarados no contexto apropriado. A maioria dos sistemas de comunicação óptica utiliza o esquema de modulação em intensidade binária da luz (OOK - *on-off keying*). O formato OOK consiste em representar os bit “1” e “0” pela presença e ausência de luz, respectivamente. Este é o esquema de modulação mais simples e mais econômico de se implementar e, por isso, os sistemas ópticos atuais o utilizam quase que exclusivamente [1, 2]. Assim, os formatos de modulação óptica que diferem deste recebem a denominação de “novos” ou “avançados”. Portanto, estas denominações, estão no contexto do domínio óptico [1].

Esta dissertação está organizada da seguinte forma: O capítulo 2 apresenta uma visão geral sobre os principais fatores degradantes do sinal em fibras ópticas monomodo. O capítulo 3 aborda a teoria sobre os principais formatos avançados, que são objeto de pesquisa na atualidade, descrevendo suas características bem como a tecnologia empregada na sua implementação. Resultados de simulações são apresentados no capítulo 4. O Capítulo 5 lista as conclusões obtidas nesse trabalho.

---

## CAPÍTULO 2

---

# PRINCIPAIS FATORES DE DEGRADAÇÃO DO SINAL EM FIBRAS ÓPTICAS

## 2.1 - INTRODUÇÃO

Nos últimos anos, a tecnologia no campo das comunicações ópticas tem experimentado avanços sem precedentes, resultando em sistemas cada vez mais sofisticados e complexos. Em decorrência disso, os efeitos degradantes de transmissão nesses sistemas têm atingido níveis de complexidade cada vez maiores. Este capítulo apresenta uma visão geral sobre os principais fatores que degradam a transmissão em sistemas de comunicações ópticas. Faz-se também, uma breve explanação acerca do impacto que os sistemas a 40 Gb/s por canal impõem sobre os efeitos deletérios de transmissão e os desafios associados à mitigação dos mesmos.

## 2.2 - ATENUAÇÃO E RUÍDO DE AMPLIFICAÇÃO

As fibras ópticas monomodo se destacam pela sua baixa atenuação, cerca de 0,2 dB/km através de uma largura de banda de vários THz. Entretanto, após longas distâncias de propagação, a atenuação na fibra reduz a potência do sinal abaixo do limiar detectável pelos receptores ópticos, tornando necessária a amplificação óptica. A amplificação óptica usual é feita através de amplificadores a fibra dopada com érbio (EDFA – *Erbium doped fiber amplifier*) [9, 10], espaçados em torno de 80 a 100 km, em sistemas terrestres de longa distância, e de 40 a 60 km, em sistemas submarinos. A amplificação óptica distribuída, que fornece ganho ao longo da própria fibra de transmissão (amplificação Raman distribuída) tem despertado renovado interesse [6].

Amplificadores ópticos introduzem o ruído denominado emissão espontânea amplificada (ASE – *Amplified spontaneous emission*). O efeito do ruído ASE é adicionar flutuações ao

sinal amplificado, as quais são convertidas em flutuações de corrente durante a foto-deteção. A densidade espectral de potência do ruído ASE é relativamente constante (ruído branco) [11, 12], entretanto, as propriedades estatísticas da ASE podem ser modificadas pelas interações não-lineares durante a propagação da fibra. Em sistemas amplificados, o ruído é amplificado junto com o sinal e degrada a relação sinal-ruído óptica (OSNR – *Optical signal-to-noise ratio*). A OSNR é definida como a razão da potência do sinal óptico sobre a potência de ruído. Embora outros dispositivos adicionem ruídos ao sistema, o ruído proveniente do amplificador óptico é considerado a principal fonte de degradação da OSNR [13]. Em sistemas WDM com vários estágios de amplificadores cascadeados, o ruído ASE torna-se um sério problema. A OSNR degrada-se ao longo do enlace, devido aos efeitos cumulativos da figura de ruído de cada estágio do amplificador [13]. Na conversão do sinal óptico em um sinal elétrico  $S(t)$ , um receptor óptico de deteção quadrática faz com que ocorra o batimento do campo da ASE  $N(t)$  com o campo óptico do sinal  $E(t)$ , resultando em

$$S(t) \propto |E(t) + N(t)|^2 = |E(t)|^2 + |N(t)|^2 + 2 \operatorname{Re}\{E(t)N^*(t)\} \quad (2.1)$$

O primeiro termo do lado direito representa o sinal elétrico desejado, enquanto o segundo e terceiro referem-se aos ruídos de batimentos ASE-ASE e sinal-ASE, respectivamente [10, 11, 14, 15].

### 2.3 - DISPERSÃO CROMÁTICA

A dispersão cromática expressa a dependência da velocidade de grupo de um pulso, propagando-se por uma fibra, em relação à frequência óptica, fazendo com que componentes espectrais diferentes viajem a velocidades diferentes. Após determinada distância de propagação, as diferentes componentes espectrais estarão atrasadas entre si e o pulso sofrerá um alargamento temporal, dessa forma limitando a taxa de dados máxima pela qual a informação pode ser transmitida em uma fibra óptica [11]. O efeito da dispersão aumenta linearmente com a distância de transmissão e inversamente com o quadrado da taxa de bits [16]. A dispersão cromática tem dois principais fatores contribuintes: o material da fibra e a geometria do guia de onda [11].

A equação que representa um campo óptico  $E(z,t)$  propagando-se ao longo de uma fibra dispersiva na direção  $z$  é dada por [17]:

$$\frac{\partial E}{\partial z} + \frac{i}{2} \beta_2(z) \frac{\partial^2 E}{\partial t^2} - \frac{1}{6} \beta_3(z) \frac{\partial^3 E}{\partial t^3} + \frac{\alpha(z)}{2} E = 0 \quad (2.2)$$

onde  $\alpha(z)$  representa o coeficiente de atenuação da fibra (ou ganho, se amplificação distribuída é usada). O parâmetro  $\beta_2(z)$  é denominado dispersão de velocidade de grupo (GVD – *Group velocity dispersion*) e representa a mudança na velocidade de grupo com a frequência angular  $\omega$ . A GVD é obtida através da constante de propagação  $\beta(\omega)$  através da relação  $\beta_2 \equiv [d^2\beta / d\omega^2]_{\omega=\omega_0}$  onde  $\omega_0$  é frequência angular de referência para a qual a GVD está sendo analisada. O coeficiente  $\beta_3(z)$  representa a variação da GVD com a frequência angular ( $\beta_3 \equiv [d\beta_2 / d\omega]_{\omega=\omega_0} \equiv [d^3\beta / d\omega^3]_{\omega=\omega_0}$ ), e é referido como parâmetro de dispersão cromática de terceira ordem. Na comunidade científica costuma-se utilizar com mais frequência o parâmetro dispersão  $D$ , dado em unidades de ps/km.nm, ao invés da GVD, para especificar a dispersão da fibra. A relação de  $D$  com a GVD é expressa como:

$$D(z) = -\frac{2\pi c}{\lambda^2} \beta_2(z) \quad (2.3)$$

onde  $c$  é a velocidade da luz no vácuo e  $\lambda$  é o comprimento de onda do sinal. O coeficiente  $\beta_3(z)$  está relacionado com a variação da dispersão  $S(z)$  em função do comprimento de onda através da relação [11]:

$$S(z) \equiv \frac{dD}{d\lambda} = \frac{4\pi c}{\lambda^3} \beta_2(z) + \left( \frac{2\pi c}{\lambda^2} \right)^2 \beta_3(z) \quad (2.4)$$

O valor numérico de  $S$  tem um importante papel em sistemas WDM. Visto que a maioria das fibras tem  $S \neq 0$ , canais diferentes têm valores de dispersão diferentes, o que torna difícil compensar a dispersão para todos os canais igual e simultaneamente.

## 2.4 - DISPERSÃO POR MODO DE POLARIZAÇÃO (PMD – *Polarization-mode dispersion*)

Outra fonte de alargamento do pulso óptico é a dispersão por modo de polarização (PMD - *Polarization-Mode Dispersion*), a qual é causada pelas distorções da fibra em relação a uma geometria cilíndrica perfeita. Devido à sua simetria circular, o modo de propagação transversal em fibras monomodo existe em dois modos de polarização degenerados, os quais têm idênticas propriedades de propagação em uma fibra óptica ideal. Entretanto, a fibra não é um guia de onda perfeitamente cilíndrico, mas pode ser melhor descrita como um cilindro imperfeito com dimensões físicas que não são perfeitamente constantes. As variações na geometria cilíndrica advêm de diversos fatores, tais como imperfeições resultantes do processo de fabricação, *stress* imposto pelas vibrações mecânicas durante o cabeamento, manuseio, emendas ou variações de temperatura [13, 18]. A assimetria da fibra introduz pequenas diferenças de índice de refração para os dois estados de polarização. Esta característica é conhecida como birrefringência. A birrefringência ocasiona que cada modo de polarização exiba velocidade de grupo diferente dando origem à velocidade diferencial de grupo (DGD – *Differential group velocity*). A DGD manifesta-se por um alargamento dispersivo do pulso. Após a detecção quadrática no receptor, o sinal elétrico é dado pela soma das potências do sinal em ambos os estados de polarização (x e y),  $S(t) = |E_x(t)|^2 + |E_y(t - DGD)|^2$ . Este fenômeno é denominado PMD [11, 18]. Em contraste com a dispersão cromática, o qual é um fenômeno relativamente estável ao longo da fibra, a PMD varia aleatoriamente ao longo da fibra. Uma razão principal para isto é que as perturbações que causam os efeitos da birrefringência variam com a temperatura. Por isso, predições estatísticas são necessárias para levar em conta seus efeitos [8]. Se a DGD é constante sobre o comprimento de onda, refere-se a ela como PMD de primeira ordem, no caso da DGD variar como o comprimento de onda usa-se o termo PMD de mais alta ordem [18].

Um meio útil de caracterizar a PMD para grandes comprimentos de fibra é em termos do valor médio da DGD. Este pode ser calculado pela relação [11]:

$$\langle DGD \rangle \approx D_{PMD} \sqrt{L} \quad (2.5)$$

onde  $D_{PMD}$ , a qual é medida em ps / (km)<sup>0,5</sup>, é o parâmetro PMD médio. Os valores típicos de  $D_{PMD}$  de fibras já instaladas estão na faixa de 0,1 a 1,0 ps / (km)<sup>0,5</sup> [11].



## 2.5 – FILTRAGEM ÓPTICA DE BANDA ESTREITA E DIAFONIA ENTRE CANAIS WDM

Nos últimos anos, sistemas de comunicações ópticas têm sido impulsionados para eficiências espectrais de 0,8 b/s.Hz. Os dois principais fatores de degradação oriundas de espaçamentos de canais WDM denso são a diafonia (*crosstalk*) entre canais WDM e filtragem óptica de banda estreita [2, 3]. A diafonia linear entre o campo do sinal óptico  $E(t)$  e o campo óptico residual  $R(t)$  de um canal WDM adjacente após a demultiplexação, produz interferência na detecção de lei quadrática [2]:

$$S(t) \propto |E(t) + R(t)|^2 = |E(t)|^2 + |R(t)|^2 + 2 \operatorname{Re}\{E(t)R^*(t)\} \quad (2.6)$$

Para canais WDM com a mesma polarização, as degradações provêm em grande parte do termo  $2 \operatorname{Re}\{E(t)R^*(t)\}$ , onde o termo  $R^*(t)$  refere-se ao complexo conjugado do campo óptico residual, o qual depende da polarização entre canais WDM adjacentes [2]. A interferência de batimento também depende da forma de onda da portadora óptica do canal interferente carregando trem de bits aleatoriamente diferentes, bem como da diferença de fase das portadoras dos canais WDM [2, 19]. O projeto cuidadoso de multiplexadores e demultiplexadores tem de assegurar a máxima supressão possível de diafonia entre canais WDM, enquanto mantém as distorções do sinal em decorrência de forte filtragem óptica ao mínimo [20-23].

Multiplos OADMs em redes roteadas opticamente com alta SE, representam uma concatenação de diversos filtros do conjunto multiplexador-demultiplexador. Esta concatenação, reduz a largura de banda da filtragem óptica como um todo e distorce o sinal. Por exemplo, a concatenação de cinco OADMs perfeitamente alinhados, cada um contendo dois filtros gaussianos de segunda ordem, reduz a largura de banda efetiva para 56% da largura de banda de um único filtro [2]. Desalinhamentos de comprimento de onda entre múltiplos filtros ou entre filtros e laser intensificam os efeitos de redução de largura de banda [2].

## 2.6 - EFEITOS NÃO-LINEARES

O modo transversal de sinais ópticos propagando-se em fibras monomodo é altamente confinado no núcleo da fibra. A área efetiva típica dos modos varia de 20 a 110  $\mu\text{m}^2$ . Este forte confinamento óptico faz com que as intensidades de luz dentro das fibras óptica excedam a  $\text{MW}/\text{cm}^2$  em sistemas WDM. Em tais níveis de intensidade óptica, o índice de refração da fibra é afetado pela presença de sinais ópticos através do efeito *Kerr* [17] e mudanças no índice de refração transformam-se em alterações na fase de sinais ópticos. Estas rotações de fase, em conjunto com alta dispersão na fibra, resultam em distorções na forma de onda dos sinais, que aumentam com a potência do sinal. A propagação de um campo óptico  $E(z,t)$  sujeita a não-linearidades é descrita pela equação [17]

$$\frac{\partial E}{\partial z} + \frac{i}{2} \beta_2(z) \frac{\partial^2 E}{\partial t^2} - \frac{1}{6} \beta_3(z) \frac{\partial^3 E}{\partial t^3} + \frac{\alpha(z)}{2} E = i\gamma |E|^2 E \quad (2.7).$$

Esta equação é conhecida como equação não-linear de Schrödinger (NLSE – *Nonlinear Schrödinger equation*). O coeficiente de não-linearidade Kerr  $\gamma$  é definido como  $\gamma = (n_2 \omega_0) / (c A_{\text{eff}})$ , onde  $n_2$  é o índice de refração não-linear e  $A_{\text{eff}}$  é área efetiva do modo.

O primeiro efeito do índice de refração não-linear que precisa ser considerado é a auto-modulação de fase (SPM – *Self-phase modulation*), caracterizado pela alteração da fase óptica de um pulso devido à sua própria intensidade [17].

O efeito Kerr pode ser decomposto em interações não-lineares mais específicas que podem distorcer o sinal de diferentes formas. Não-linearidades que ocorrem entre pulsos de um mesmo canal WDM ou entre um canal WDM e o ruído ASE são referidos como ‘não-linearidades intra-canais’. Quando as não-linearidades ocorrem entre dois ou mais canais WDM, são denominados de ‘não-linearidades inter-canais’. A equação (2.7) pode ser reescrita por se decompor o campo total  $E$  em três de suas diferentes componentes de campo  $E_1$ ,  $E_2$  e  $E_3$ . Sob a condição de distorções de pequenos sinais, a equação pode ser separada em três equações acopladas, uma para cada componente de campo. Por exemplo, a equação descrevendo a propagação de  $E_1$  é dada por [2, 24]

$$\frac{\partial E_1}{\partial z} + \frac{i}{2} \beta_2(z) \frac{\partial^2 E_1}{\partial t^2} - \frac{1}{6} \beta_3(z) \frac{\partial^3 E_1}{\partial t^3} + \frac{\alpha(z)}{2} E = \underbrace{i\gamma |E_1|^2 E_1}_{\text{SPM}} + \underbrace{2i\gamma (|E_1|^2 + |E_2|^2) E_1}_{\text{(I)XPM}} + \underbrace{i\gamma E_2^2 E_3^*}_{\text{(I)FWM}} \quad (2.8)$$

onde os termos no lado direito, envolvendo  $E_2$  e  $E_3$ , são responsáveis pelo efeitos não-lineares de modulação de fase cruzada (XPM – *Cross-phase modulation*) e de mistura de quatro ondas (FWM – *Four-wave mixing*) para o caso em que os campos  $E_1$ ,  $E_2$  e  $E_3$  representam canais WDM individuais; por outro lado, se tais campos representam pulsos individuais dentro de um único canal, são denominados de IXPM e IFWM. O XPM é o deslocamento de fase de um sinal causado pelas flutuações de intensidade de outros canais WDM que compartilham a mesma fibra a diferentes frequências ópticas [6, 25]. FWM é a interação não-linear entre três frequências ópticas ( $f_i$ ,  $f_j$  e  $f_k$ ) dando origem a uma quarta frequência ( $f_{ijk}$ ) onde

$$f_{ijk} = f_i \pm f_j \pm f_k \quad (2.9)$$

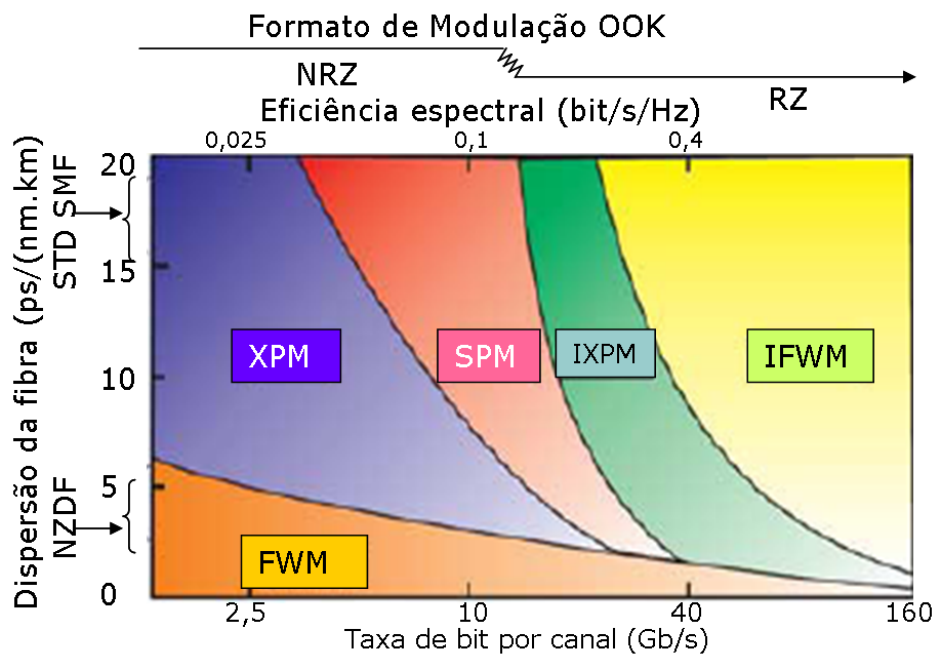
Se a frequência  $f_{ijk}$  for igual ou próxima à frequência de um canal WDM tal que o ruído interferente resultante caia dentro da largura de banda do receptor, haverá penalidades na transmissão [25].

IXPM e IFWM são distorções não-lineares entre pulsos dentro de um mesmo canal de comprimento de onda. Pulsos muito curtos propagando-se numa fibra com uma dispersão local relativamente alta alargam-se rapidamente, resultando em sobreposição de potência entre pulsos adjacentes causando distorções não-lineares entre os mesmos, os quais naturalmente variam dependendo da seqüência binária transmitida. O IXPM é a modulação de fase de um símbolo ocasionada por símbolos vizinhos de um mesmo canal, levando à geração de *jitter* temporal [8, 24]. O IFWM é a troca de potência entre símbolos diferentes, o que ocorre quando três frequências regularmente espaçadas de três diferentes símbolos interagem para gerar energia numa quarta frequência sempre que todas as três frequências coexistem dentro do mesmo pequeno *slot* de tempo. O conteúdo espectral de cada pulso alarga-se sobre uma largura de banda finita antes de ser inserido dentro da fibra. Através da dispersão cromática, os pulsos têm uma pequena porção de seu campo deslocado por um valor de frequência discreta, como resultado de FWM ocorrendo entre diferentes componentes espectrais de pulsos sobrepostos. Na extremidade do enlace, compensadores de dispersão reconstituem os pulsos à largura original, porém não podem desfazer os efeitos de FWM. O deslocamento de frequência discreta traduz-se em um deslocamento discreto no tempo, localizado próximo ao meio de um *slot* de bit vizinho. Se o *slot* está vazio, o campo deslocado aparece como pulsos de pequena amplitude, referidos como pulsos fantasmas. Se existir um

pulso no *slot* de bit onde o campo espúrio está localizado, ocorre o batimento dos dois campos, criando variações de amplitude no pulso principal, o chamado *ripple* de amplitude. Dessa forma, o IFWM traduz-se em flutuações de potência sobre o topo dos bits “1”s, enquanto pulsos fantasmas aparecem em alguns *slots* de tempo dos bits “0”s. [8, 19, 26].

A importância de cada classe de não-linearidades depende significativamente da taxa de bits por canal. A taxas de 10 Gb/s e abaixo são os efeitos inter-canais que predominam, enquanto que a taxas de bits superiores a 10 Gb/s por canal os efeitos não-lineares intra-canais são mais significativos. A dispersão cromática local também tem grande influência sobre o impacto das não-linearidades da fibra. Em geral, uma fibra com dispersão local menor apresenta efeitos inter-canais mais acentuados que para fibra com alta dispersão local. Interações não-lineares entre sinal e ruído dependem significativamente do nível do ruído e tornam-se mais fortes se a OSNR é pobre durante a propagação [2, 3].

A Fig. 2.1, obtida de [2], apresenta os resultados de exaustivos estudos numéricos mostrando a relevância dos efeitos não-lineares de acordo com a taxa de bits, dispersão da fibra e eficiência espectral para formatos de modulação OOK de várias larguras de pulso. A figura mostra que a taxas de 2,5 e 10 Gb/s, sinais OOK são mais limitados por FWM, XPM ou SPM. A taxas de 40 Gb/s e acima, os efeitos não-lineares intra-canais são dominantes à medida que a dispersão da fibra ultrapassa alguns ps / (km.nm).



**Figura 2. 1** - Relevância dos efeitos não-lineares inter-canais e intra-canais em sistemas WDM de diferentes taxas de bits por canal. Figura obtida da Ref. [2].

## **2.7 - IMPACTO DA MIGRAÇÃO DE SISTEMAS DE 10 Gb/S PARA 40 Gb/S SOBRE OS EFEITOS DE DEGRADAÇÃO DO SINAL EM FIBRA ÓPTICA**

O aumento da taxa de bits de 10 Gb/s para 40 Gb/s intensificou diversas restrições físicas. Uma delas é a dispersão cromática. Visto que a duração de bit para taxas de 40 Gb/s é 4 vezes mais curta que para taxas a 10 Gb/s, enquanto a largura espectral é 4 vezes mais larga, a máxima distância de um sistema sem compensação de dispersão será reduzida de 16 vezes. Dispositivos compensadores de dispersão são usados a fim de remover esta limitação. Estes dispositivos são muito eficazes, mas geralmente deixam algum descasamento de dispersão residual, o qual deve cair dentro de limites aceitáveis. O descasamento aceitável máximo é naturalmente reduzido pelo mesmo fator de 16 quando as taxas por canal migram de 10 Gb/s para 40 Gb/s. Assim, enquanto a 10 Gb/s a compensação de dispersão pode ser executada por compensadores fixos, compensadores sintonizáveis têm de ser usados na maioria das configurações de sistemas a 40 Gb/s [7].

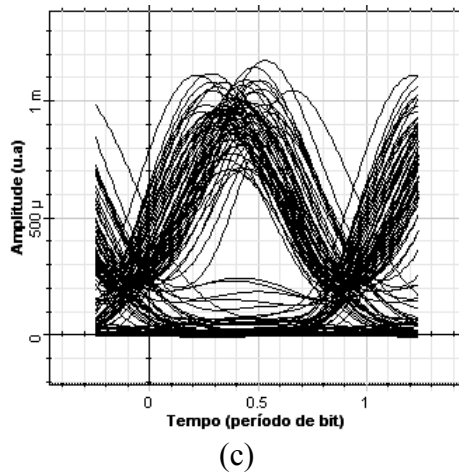
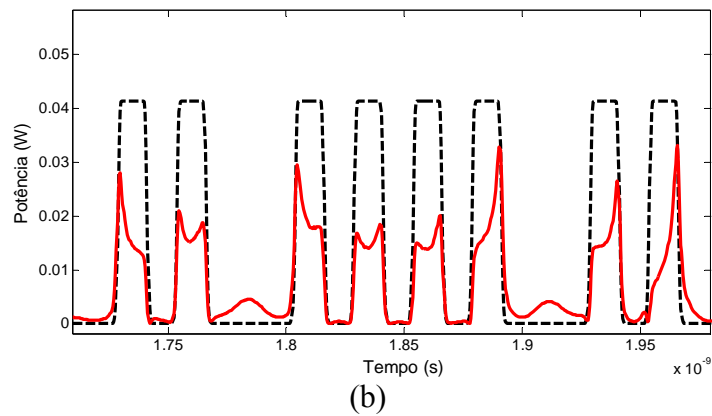
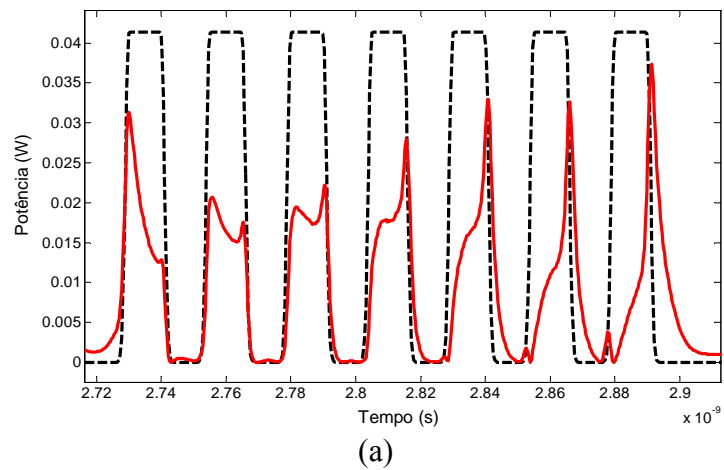
A migração de 10 para 40 Gb/s aumenta também a sensibilidade do sistema a outras degradações. Por exemplo, a PMD acumulada máxima aceitável decresce consideravelmente. Espera-se que a PMD da fibra decresça nos próximos anos, graças ao progresso na fabricação da mesma. Além do mais, dispositivos têm sido propostos para mitigação de PMD [7].

Outro grande problema relacionado à nova geração de 40 Gb/s por canal é o ruído do amplificador. Para recuperar completamente a informação a 40 Gb/s, a largura de banda do receptor elétrico precisa de largura de banda 4 vezes maior que aquela necessária para 10 Gb/s para a mesma potência de sinal, o que significa que o receptor está sujeito a 6 dB a mais de ruído ASE que para taxas de 10 Gb/s, para a mesma potência de sinal. Por isso, a menos que métodos alternativos sejam usados, a OSNR requerida para operar a 40 Gb/s será também 6 dB maior que para taxas de 10 Gb/s para a mesma potência de sinal. Isto implica aumento de potência por canal na mesma quantidade [7].

Infelizmente, a tolerância aos efeitos não-lineares é também reduzida para taxas de 40 Gb/s por uma quantidade que depende das características do sistema [18].

Conforme salientado na seção 2.6, os fenômenos não-lineares mais relevantes são diferentes para taxas de 40 Gb/s em relação a taxas de 10 Gb/s. Conforme pode ser visualizado na Fig. 2.1, em 10 Gb/s os efeitos não-lineares inter-canais são dominantes. Em sistemas de 40 Gb/s, os efeitos não-lineares intra-canais é que são predominantes, porque os efeitos dispersivos são bem mais expressivos, agravando dessa forma as interações não-lineares entre pulsos

dispersos sobrepostos [2,8]. Para visualizar a ação dos efeitos não-lineares intra-canais sobre pulsos ópticos transmitidos, realizou-se a simulação, utilizando o software comercial *Optisystem*, da transmissão de 128 bits RZ com largura de pulso de 50%, à taxa de 40 Gb/s sobre 5 *spans*, sendo que cada *span* é composto por uma fibra monomodo padrão com comprimento de 100 km, com  $D = 17$  ps/km.nm seguido de uma fibra compensadora de dispersão com  $D = -100$  ps/km.nm. A potência transmitida na entrada de cada *span* foi de 10 dBm. Os resultados são mostrados na Fig. 2.2. Os pulsos tracejados são referentes aos bits antes da transmissão e os pulsos com linha sólida são os bits após a transmissão por 500 km. Na parte superior da figura, exibe-se uma seqüência, dentre os bits enviados, que permite visualizar de forma clara o efeito de *jitter* temporal sobre os bits no final da transmissão, os quais são ocasionados pelo IXPM. Na parte intermediária da figura, escolheu-se uma seqüência de bits, que permitisse a visualização de pequenos pulsos fantasmas, localizados em *slots* de tempo inicialmente vazios reservados para os bits “0”s. Nos dois casos, percebe-se claramente a variação de potência no topo dos bits “1”s. A parte inferior da Fig. 2.1 exibe o diagrama de olho após 500 km de transmissão. Este diagrama mostra claramente que a transmissão é degradada por efeitos não-lineares intra-canais (IXPM e IFWM), o *jitter* temporal e o *ripple* de amplitude ficam bem evidentes.



**Figura 2. 2** – Efeitos não-lineares intra-canal na transmissão de sistema monocanal de 40 Gb/s. Em (a) seqüência de pulsos que tornam bem evidente o efeito de *jitter* temporal devido ao IXPM, em (b) seqüência de pulsos que torna bem visível o efeito de pulsos fantasmas e *ripple* de amplitude ocasionados por IFWM. Os pulsos tracejados representam os pulsos antes da transmissão e os pulsos de linha sólida representam os pulsos depois da transmissão. Em (c) é mostrado o diagrama de olho após a transmissão, pelo qual visualiza-se o impacto dos efeitos não-lineares intra-canal através do *jitter* temporal, *ripple* de amplitude e dos pulsos fantasmas.

### **FORMATOS AVANÇADOS DE MODULAÇÃO ÓPTICA**

Desde os primeiros experimentos laboratoriais envolvendo a transmissão de taxas a 40 Gb/s, os pesquisadores perceberam que os formatos de modulação óptica são de importância chave para habilitar essa nova tecnologia. O formato de modulação óptica refere-se à técnica utilizada para aplicar a informação digital numa portadora óptica. Uma grande variedade de técnicas de modulação óptica tem sido proposta nos últimos anos. Formatos avançados de modulação são usados para possibilitar resistência aos efeitos degradantes de propagação do sinal na fibra e ao cascadeamento de filtragem óptica de banda estreita. Alguns formatos apresentam robustez superior às não-linearidades, outros exibem maior tolerância ao acúmulo de ruído ASE. Outros oferecem maior resistência à dispersão cromática ou à PMD. Infelizmente, todas essas vantagens em conjunto não podem ser obtidas de um único formato de modulação. Certamente, considerações de custos e complexidade na implementação devem ser levadas em conta. A maioria dos estudos tem mostrado que a escolha do formato de modulação óptica tem uma influência muito mais relevante no desempenho de sistemas a 40 Gb/s que em sistemas a 10 Gb/s [8]. Portanto, um profundo entendimento de formatos de modulação óptica é essencial para projeto de sistemas operando a taxas de 40 Gb/s e superiores. Este capítulo visa apresentar uma visão geral sobre os formatos de modulação óptica mais discutidos pela comunidade científica atualmente.

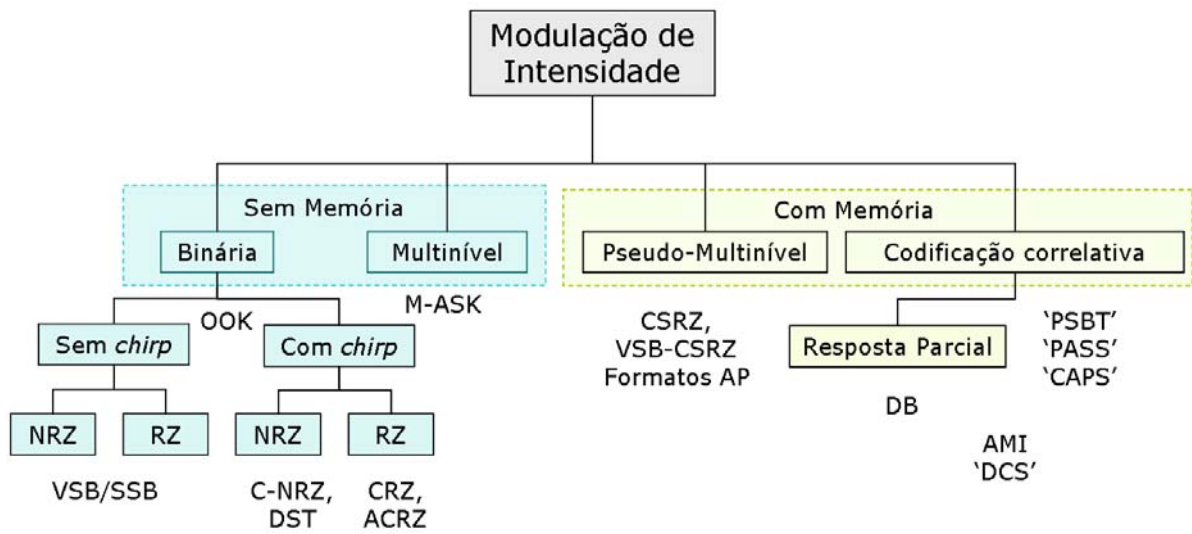


### 3.1 - CLASSIFICAÇÃO DE FORMATOS DE MODULAÇÃO

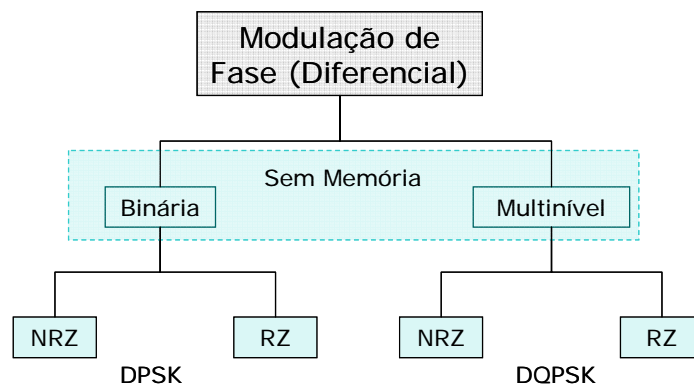
Em fibras monomodo, o campo óptico tem três atributos físicos que podem ser usados para carregar informações: intensidade, fase (incluindo frequência) e polarização. Os formatos de modulação são classificados de acordo com seus atributos essenciais, tais como a quantidade física utilizada para transmitir a informação digital bem como o número de símbolos usados para representar os dados binários transmitidos. Dependendo de qual das três características físicas é usada para transmitir informações, o formato de modulação de dados será classificado como sendo de intensidade, fase (ou frequência) e polarização. Esta classificação não requer que um campo óptico modulado em fase tenha necessariamente uma envoltória constante, nem que uma modulação em intensidade tenha fase constante. O fator determinante nessa classificação é a entidade física que é usada para imprimir a informação de dados [1].

A Figura 3.1 mostra os mais importantes formatos de modulação discutidos atualmente em comunicações ópticas. Existem dois principais grupos de modulação óptica baseados na característica física do sinal óptico que é usado para carregar a informação: 1) formatos de modulação de intensidade e 2) formatos de modulação de fase. Dentro de cada grande grupo há subgrupos baseados nas características de modulação auxiliares tais como modulação com memória, sem memória, modulação pulsada, com *chirp* (varredura de frequência) ou sem *chirp*. Maiores detalhes acerca de toda essa classificação serão dados nas próximas seções.

Enquanto as modulações em intensidade e na fase óptica têm sido largamente utilizadas, modulação na polarização da luz não tem recebido muita atenção, devido à necessidade de um cuidadoso gerenciamento da polarização no receptor em virtude das mudanças aleatórias na polarização da luz na fibra óptica [1].



- ACRZ: Alternate-chirp return-to-zero
- AMI: Alternate-mark inversion
- AP: Alternate-phase
- CAPS: Combined amplitude phase shift
- C-NRZ: Chirped nonreturn-to-zero
- CRZ: Chirped return-to-zero
- CSRZ: Carrier-suppressed return-to-zero
- DB: Duobinary
- DCS: Duobinary carrier suppressed
- DST: Dispersion-supported transmission
- M-ASK: Multilevel amplitude shift keying
- NRZ: Nonreturn to zero
- PASS: Phased amplitude shift keying
- PSBT: Phase-shaped binary transmission
- SSB: Single side band
- VSB: Vestigial side band



DPSK: Differential phase shift keying

DQPSK: Differential quadrature phase shift keying

**Figura 3.1** - Classificação dos formatos de modulação de intensidade e fase mais importantes discutidos atualmente e que serão explicados em mais detalhes ao longo do capítulo

### 3.2 – MODULAÇÃO MULTINÍVEL SEM MEMÓRIA

Formatos de modulação cujo alfabeto de símbolos consiste de mais de dois símbolos são geralmente referidos como formatos multiníveis. Se a alocação dos símbolos ou grupos de bits é independente dos símbolos enviados antes ou depois, dá-se a denominação de modulação sem memória, discutida nesta seção. Se, ao invés disso, os bits são alocados de acordo com determinadas regras para a sucessão de diferentes símbolos, o formato é denominado como modulação com memória, discutida na seção 3.3 [1, 2, 27].

Usando modulação multinível, codificam-se  $\log_2(M)$  bits de dados sobre  $M$  símbolos, os quais são então transmitidos a uma taxa de símbolos reduzida de  $[R / \log_2(M)]$ , onde  $R$  é a taxa de bits [1, 2, 27].

A modulação multinível tem diversas implicações, sendo as mais importantes:

- A largura espectral de sinais modulados multiníveis é menor que de sinais binários à mesma taxa de bits, permitindo filtragem mais intensa em redes roteadas opticamente com eficiência espectral mais alta [1, 2, 27].
- A taxa de símbolos reduzida comparada ao formato binário, possibilita maior robustez à distorções do sinal oriundas de efeitos dispersivos, tais como a dispersão cromática ou PMD [1, 2].
- A taxa de símbolos reduzida de sinais multiníveis, contribui para transpor os limites da tecnologia opto-eletrônica de alta velocidade.
- Uma desvantagem de sinais multiníveis está associada à tolerância reduzida ao ruído. Devido à adição de pontos na constelação de símbolos reduz-se a distância mínima para uma potência média do sinal [1, 2, 27-31].
- Outra desvantagem da sinalização multinível é que esta geralmente conduz a uma reduzida tolerância à não-linearidades da fibra, devido à distância reduzida dos pontos de constelação [2].

Modulação de intensidade multinível, modulação de fase multinível [31-33] bem como modulação multinível híbrida de intensidade / fase [34, 35] têm sido discutidas no contexto de transmissão multi-gigabit. Modulação de intensidade multinível (M-ASK – *Modulation amplitude shift keying*) não tem provado ser vantajosa para aplicações de transporte a fibra óptica até agora, principalmente devido à penalidade na sensibilidade do receptor *back-to-back* comparada ao OOK binário [1, 2]. Por exemplo, o formato 4-ASK incorre em uma

penalidade de cerca de 8 dB em relação ao formato OOK binário [1, 30, 36]. O formato de modulação multinível que tem recebido grande atenção inclusive com recentes comercializações de *transponder* é o DQPSK (*Differential phase shift keying*) [1, 2, 8]. Um exemplo para o mapeamento de uma seqüência de bits dentro do alfabeto de símbolos DQPSK quaternário  $\{0, +\pi/2, -\pi/2, \pi\}$  usando código Gray é dado na Tabela 3.1.

**Tabela 3.1** - Exemplo de codificação de símbolos no DQPSK.

Seqüência de dados	0	0	0	1	1	1	1	0
Multinível (DQPSK)	0		$+\pi/2$		$\pi$		$-\pi/2$	

### 3.3 – MODULAÇÃO COM MEMÓRIA E CODIFICAÇÃO

Sinais digitais modulados com memória são aqueles cuja sucessão de símbolos obedece a determinadas regras ditadas por um código. Na modulação com memória utilizam-se mais de dois símbolos na codificação dos bits. Essa ampliação no alfabeto de símbolos não tem o mesmo objetivo da modulação multinível. Conforme explanado na seção 3.2, na sinalização multinível os símbolos adicionais são usados para codificar os dados de tal forma que a taxa de símbolos a ser transmitida seja reduzida em relação à taxa de bits em que os dados foram gerados. No caso da sinalização com memória, os símbolos adicionais têm a função de introduzir redundância para formatar o espectro ou evitar determinadas configurações de símbolos adversas. A finalidade principal da introdução de memória na modulação é prevenir erros de detecção e combater degradações de transmissão [1, 2, 27, 37-41].

Alternativamente, em adição à codificação com memória, a codificação corretora de erros pode adicionar redundância no transmissor para permitir a correção ou no mínimo a detecção de erros no receptor. Assim, como na codificação com memória, redundância pode ser adicionada na codificação corretora de erros no domínio do tempo, por se aumentar a taxa de símbolos (em 7% quando se utilizam FEC empregados em sistemas de comunicações ópticas padrão) ou no espaço de sinais, por se ampliar o tamanho do alfabeto de símbolos [2, 42-44].

Dentro da classe de formatos de modulação com memória, existem os formatos com codificação correlativa e os pseudo-multiníveis. Ambas as classes caracterizam-se pela utilização de mais de dois símbolos para representar um único bit, fazendo uso de alguma modulação auxiliar [1, 2]. Por exemplo, utilizando a modulação auxiliar de fase, o bit “0” é

representado pelo símbolo 0, enquanto que o bit “1” pode ser representado pelos símbolos +1 ou -1. Devido à característica de lei quadrática dos receptores de detecção direta, o conjunto ternário de símbolos  $\{-1, 0, +1\}$  é mapeado como o conjunto binário  $\{0, 1\}$  [1, 2].

Na modulação pseudo-multinível, a alocação dos símbolos redundantes é independente da seqüência dos bits transmitidos ao passo que na codificação correlativa a seqüência dos bits é importante para a determinação dos símbolos [1, 2]. Para deixar bem clara a diferença entre os formatos pseudo-multiníveis e os de codificação correlativa, dar-se-ão exemplos relacionados a eles nas subseções 3.3.1 e 3.3.2.

### 3.3.1 – Modulação Pseudo-Multinível

O formato pseudo-multinível mais difundido (o mais fácil para ser gerado) é o Retorno ao zero de portadora suprimida (CSRZ – *Carrier-suppressed return-to-zero*) onde a informação é codificada sobre os níveis de intensidade  $\{0,1\}$ , mas a fase é deslocada de  $\pi$  a cada bit, independente da seqüência dos bits, conforme pode ser visualizado na Tabela 3.2. O CSRZ tem sido proposto principalmente para combater não-linearidades da fibra. Na Ref. [45] é mostrado que uma escolha ótima de fases relativas entre pulsos adjacentes em um conjunto de quatro bits consecutivos pode ser  $\{0, \pi/2, 0, \pi/2\}$  ou  $\{0, 0, \pi, \pi\}$  para suprimir IFWM. O mecanismo para a redução de IFWM usando esses esquemas de codificação é a interferência destrutiva dos efeitos do mesmo [2, 45, 46].

Outro exemplo de codificação pseudo-multinível é a modulação de polarização auxiliar, onde o estado de polarização é rotacionado de  $90^\circ$  a cada símbolo [47]. Este tipo de modulação pseudo-multinível é particularmente eficiente para reduzir o impacto de IFWM [47]. Este formato é conhecido como modulação de fase alternada (AP - *Alternate phase*) ou de polarização alternada (APOL – *Alternate polarization*).

### 3.3.2 – Codificações Correlativa e Restritiva

A maioria dos formatos de codificação correlativa empregam convenientemente o conjunto de sinalização  $\{0, \pm|E|\}$  para levar vantagem da propriedade de detecção de potência dos receptores ópticos de detecção direta, o qual converte automaticamente os três símbolos ópticos em dois símbolos elétricos  $\{0, |E|^2\}$  [1, 2].

O representante mais importante dos formatos com codificação correlativa é o duobinário (DB) óptico ou PSBT (*Phase-shaped binary transmission*), os quais serão discutidos mais detalhadamente na seção 3.5.6. Assim como no caso do CSRZ, a informação é transmitida pelos níveis de intensidade  $\{0,1\}$ , mas os deslocamentos de fase em  $\pi$  ocorrem somente para bits “1”s separados por um número ímpar de bits “0”s. Existe, assim, uma correlação entre as alterações auxiliares de fase e a codificação da informação [1, 2]. Outro esquema de codificação correlativa é o de inversão alternada de marca (AMI – *Alternate Mark Inversion*) que contém o mesmo conjunto de símbolos que o DB, mas com uma regra de correlação diferente: as mudanças de fase ocorrem para cada bit “1” (mesmo para bits “1”s adjacentes) independente do número de “0”s entre eles, [1, 2]. Pode-se visualizar uma codificação AMI na Tabela 3.2. A transmissão utilizando o formato AMI tem sido investigada a 40 Gb/s. Uma vantagem moderada tem sido encontrada para transmissão não-linear sobre fibra SMF [48-51].

A codificação correlativa tem sido estudada no contexto das não-linearidades intra-canais dependentes da configuração dos bits. Nesse caso, pode-se introduzir modulação de fase correlacionada ao bit [2, 48, 52, 53] ou pode-se remover determinadas configurações de bits que intensificam grande parte das distorções não-lineares intra-canais do sinal. Esse tipo de esquema é referido geralmente como codificação restritiva. Por exemplo, o IFWM depende da configuração dos dados transmitidos [54] e das fases relativas entre símbolos [55]. No formato OOK binário, a configuração de bits que deterioram a BER mais severamente são aqueles que incluem muitos bits “0”s isolados entre diversos bits “1”s vizinhos. Removendo tais bits “0”s isolados pode-se melhorar a BER de forma significativa [54]. Uma variedade de códigos de linha tem sido estudada para minimizar o efeito do IFWM [56-59] e melhoras significativas têm sido previstas. Entretanto, deve-se ressaltar que a codificação restritiva geralmente requer um aumento na taxa de símbolos, o que pode reduzir as vantagens oferecidas pelo código devido a uma maior OSNR requerida, ou por causa de uma maior largura espectral do sinal em sistemas com alta eficiência espectral [2].

**Tabela 3.2** - Exemplo de codificação de símbolos para modulação com memória.

Seqüência de dados	0	0	1	0	1	1	1	0	0	1	0	1
Pseudo-multinível (CSRZ)	0	0	+1	0	+1	-1	+1	0	0	-1	0	-1
Codificação correlativa (DB)	0	0	+1	0	-1	-1	-1	0	0	-1	0	+1
Codificação correlativa (AMI)	0	0	+1	0	-1	+1	-1	0	0	+1	0	-1

### 3.4 - TECNOLOGIAS DE MODULADORES

Tendo em vista que as taxas de dados têm sido limitadas pela velocidade dos componentes opto-eletrônicos, é de vital importância sempre considerar aspectos práticos de modulação e *hardware* de detecção em formatos de modulação óptica. A exploração das características estruturais de um modulador tem dado origem a novos formatos de modulação óptica. Três tecnologias básicas de modulador são largamente utilizadas atualmente: lasers modulados diretamente, moduladores de eletro-absorção e moduladores Mach-Zehnder [1, 2].

#### 3.4.1 – Lasers Modulados Diretamente

A modulação direta de lasers é a forma mais fácil de imprimir a informação sobre a portadora óptica. A informação é modulada sobre a corrente de controle do laser, resultando num formato de modulação em intensidade binária (OOK – *On-off keying*) [60, 61]. Atualmente, os lasers modulados diretamente são largamente empregados na modulação de taxas de 2,5 Gb/s, com alguma disponibilidade em 10 Gb/s. Demonstrações de pesquisas têm sido reportadas para taxas em torno de 40 Gb/s [62, 63]. A principal desvantagem de lasers modulados diretamente para transmissão de altas taxas de bits para aplicações além de acesso a curtas distâncias é seu *chirp*, isto é, modulação de fase residual acompanhando a modulação em intensidade desejada. O *chirp* do laser alarga o espectro óptico, o qual impede o empacotamento de canais WDM denso e pode conduzir a distorções do sinal intensificadas causadas pela interação com a dispersão cromática da fibra [2, 60, 61].

### 3.4.2 – Moduladores de Eletro-Absorção

Moduladores de eletro-absorção (EAMs – *Electroabsorption modulators*) são estruturas de semicondutor *pin* cujo limiar de absorção pode ser modulado pela aplicação de uma tensão externa, dessa forma alterando o índice de refração do dispositivo [61]. Moduladores de absorção apresentam tensões de comando (ou *driving*) relativamente baixas (tipicamente 2 V). Atualmente, existem EAMs para modulação de 40 Gb/s, com demonstrações de pesquisas para taxas de 80 Gb/s [64]. Entretanto, assim como os lasers modulados diretamente, eles produzem algum *chirp* residual. Eles possuem características de absorção dependentes do comprimento de onda. Taxas de extinção (razão entre a máxima e a mínima potência do pulso modulado) típicas são da ordem de 10 dB [1]. Uma vantagem dos EAMs, é que eles são fabricados com o mesmo material semicondutor que é usado para o laser, o que permite Integração em circuito integrado dos dois dispositivos. Esta integração evita a alta perda na entrada da interface da fibra com o circuito integrado, e resulta em transmissores compactos [1, 11]. A Figura 3.2 (a) mostra a curva de transmissão de potência característica de um EAM como função da tensão de controle.

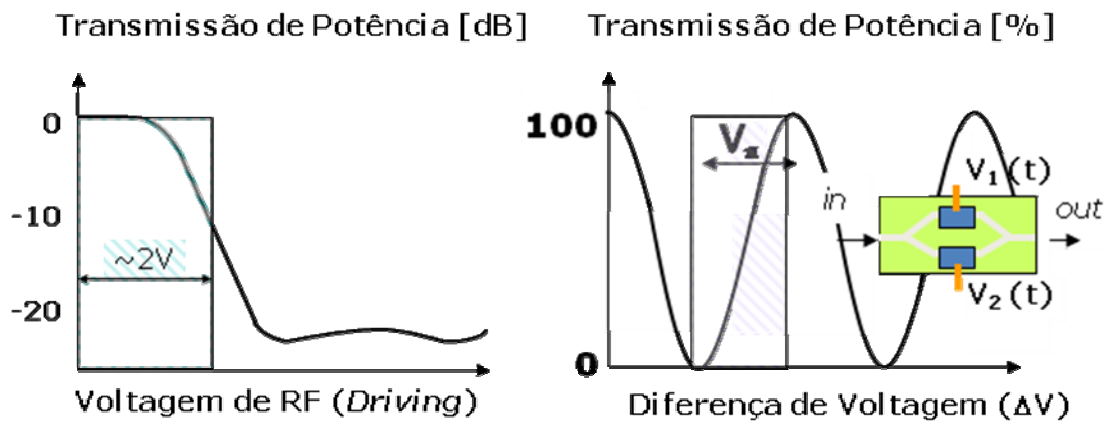


Figura 3.2 – Funções de transmissão de (a) EAMs e (b) MZMs. [2]



### 3.4.3 – Moduladores Mach-Zehnder

O modulador Mach-Zehnder (MZM – *Mach-Zehnder modulator*) é um modulador externo baseado no interferômetro Mach-Zehnder, que utiliza o princípio de interferências construtivas e destrutivas entre as fases dos sinais que se propagam por cada braço do modulador. Esta categoria de modulador faz uso de material eletro-óptico e um interferômetro Mach-Zehnder (MZ) para modulação em intensidade [11]. Dois guias de onda formam os dois braços do interferômetro. Os índices de refração de materiais eletro-ópticos podem ser alterados pela aplicação de uma tensão externa. Na ausência de tensão externa, os campos ópticos nos dois braços do interferômetro experimentam deslocamentos de fase idênticos e interferem construtivamente. O deslocamento de fase adicional introduzido em um dos braços, através de mudanças no índice de refração induzidas por tensão reduz a natureza construtiva da interferência e reduz a intensidade transmitida. Quando a diferença de fase entre os dois braços é igual a  $\pi$ , nenhuma luz é transmitida por causa da interferência totalmente destrutiva do sinal. Dessa forma, a sucessão de bits elétricos aplicada ao modulador produz uma réplica óptica da sucessão de bits. [11].

A função de transferência do campo óptico  $T_E(V_1, V_2)$  do MZM é [1, 25]:

$$TE(V_1, V_2) = \frac{1}{2} \{ e^{j\phi(V_1)} + e^{j\phi(V_2) + j\varphi} \} = \exp \left[ \frac{j((\phi)(V_1) + \phi(V_2) + \varphi)}{2} \right] \cos \left[ \frac{(\phi(V_1) - \phi(V_2))}{2} - \frac{\varphi}{2} \right] \quad (3.1)$$

onde  $\phi(V_{1,2})$  são as fases ópticas moduladas por tensão nos dois braços do MZM, e  $\varphi$  é um deslocamento de fase adicional constante no tempo em um dos braços, referido como polarização do modulador. Se a modulação de fase depende linearmente da tensão de controle ( $\phi = \kappa V$ ), o que é verdadeiro para a maioria dos materiais usados para MZMs, a função de transferência de potência  $T_P(V_1, V_2)$  depende somente da diferença de tensão  $\Delta V$  entre os dois braços do modulador, conforme expresso por:

$$(\Delta V): T_P(V_1, V_2) = |T_E(V_1, V_2)|^2 = T_P(\Delta V) = \cos^2 \left( \frac{\kappa \Delta V}{2} + \frac{\kappa V_{bias}}{2} \right) \quad (3.2)$$

onde  $V_{\text{bias}}$  é a tensão de polarização do MZM. A função de transmissão de potência do MZM é mostrada na Fig. 3.2 (b). A tensão de modulação requerida para mudar a fase de um braço do MZM por  $\pi$ , dessa forma chaveando o MZM do máximo ao mínimo da transmissão, é chamada de tensão de chaveamento  $V_{\pi}$  [1, 2].

Um importante parâmetro que pode ser explorado no MZM é a modulação de fase (*chirp*) que pode ser impressa ao sinal modulado. Conforme pode ser observado de (3.1), o termo de fase é função de  $V_1(t) + V_2(t)$ . Para modulação livre de *chirp*, o que muitas vezes é desejado, os dois braços do modulador são controlados pela mesma amplitude de tensão, porém com sinais opostos [ $V_1(t) = -V_2(t)$ ]. Dessa forma, o termo de fase em (3.1) torna-se nulo. Esta condição é conhecida como controle balanceado ou operação *push-pull* [1, 2, 65-67].

MZMs são, na sua maioria, implementados em niobato de lítio ( $\text{LiNbO}_3$ ), que apresentam características de modulação pouco dependentes do comprimento de onda, excelente taxa de extinção ( $\sim 20$  dB), e menor perda de inserção ( $\sim 5$  dB) que EAMs [1, 2]. Atualmente, MZMs estão largamente disponíveis para modulação em 40 Gb/s.

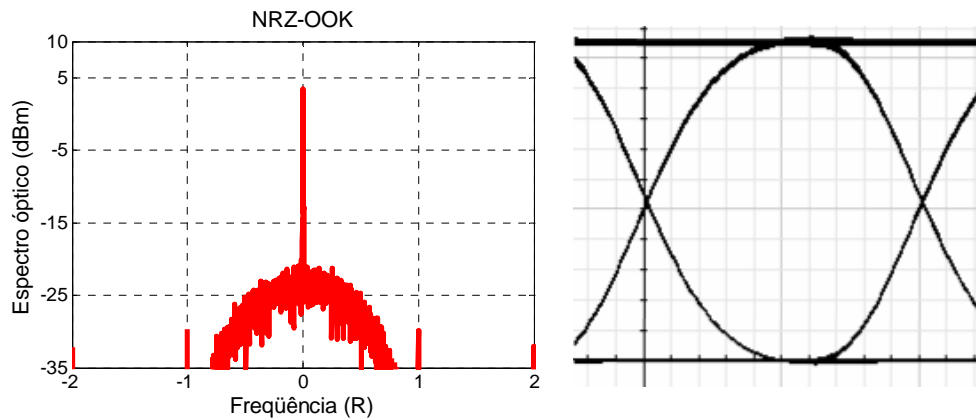
Devido ao seu desempenho de modulação bem controlável em termos de estabilidade independente da frequência de bits e à possibilidade de modular a intensidade e a fase do campo óptico de forma independente, MZMs formam a base da maioria dos formatos avançados de modulação óptica [1, 2].

## 3.5 – FORMATOS DE MODULAÇÃO EM INTENSIDADE

### 3.5.1 – Chaveamento *On-Off* sem Retorno ao Zero (NRZ-OOK - *Nonreturn-to-Zero On-Off Keying*)

O meio mais simples de gerar modulação óptica é o formato NRZ-OOK, muitas vezes referido simplesmente como NRZ. Neste formato, a potência do sinal não cai a zero entre dois bits consecutivos [1, 2].

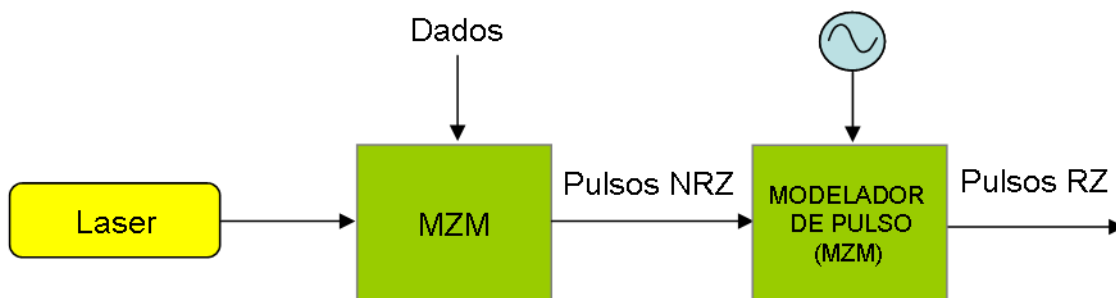
Quando é usado um modulador Mach-Zehnder, o modulador é polarizado a 50% da transmissão (ponto de quadratura) e é controlado do mínimo ao máximo da curva de transmissão, com uma variação de tensão de  $V_{\pi}$ . A Figura 3.3 apresenta o espectro óptico e o diagrama de olho típico de um sinal NRZ, obtidos através do simulador *Optsystem*.



**Figura 3.3** – Diagrama espectral e de intensidade de olho para o formato de modulação NRZ-OOK.  
**R:** Taxa de dados.

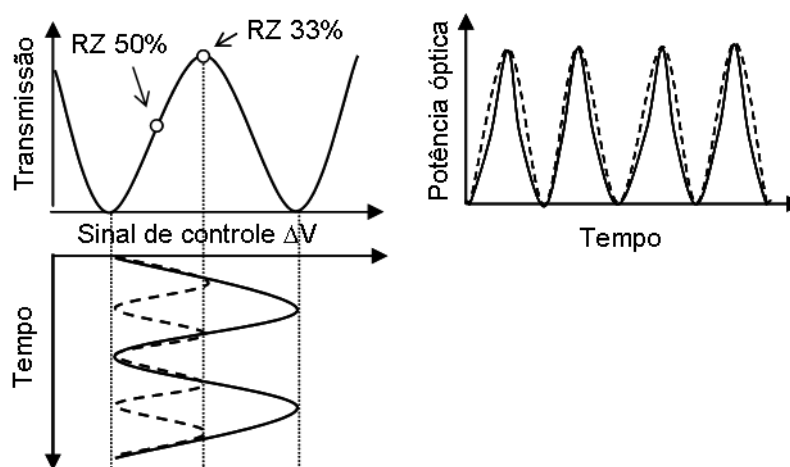
### 3.5.2 - Chaveamento *On-Off* com Retorno ao Zero (RZ-OOK – *Return-to-Zero On/Off Keying*)

Variações de formatos OOK utilizam larguras de pulso menores que o *slot* de tempo alocado para o bit. Tais formatos são denominados como “Retorno ao zero” (RZ -*Return-to-Zero*), pelo fato do pulso retornar ao zero dentro do *slot* de bit. Transmissores RZ-OOK podem ser implementados pela geração eletrônica de formas de onda RZ, as quais por sua vez modulam uma portadora óptica. Outra alternativa consiste na utilização de pulsos externos modelando um sinal NRZ óptico com o uso de um modulador adicional, nesse caso atuando como modelador de pulso (*pulse carver*). Enquanto a primeira opção é confiável para taxas de dados até 10 Gb/s com a tecnologia atual, um modelador de pulso tem de ser empregado para taxas de 40 Gb/s ou mais [1, 2]. Os modeladores de pulso típicos, são implementados pela utilização de um sinal senoidal controlando moduladores de eletroabsorção (EAMs - *Electroabsorption modulator*) ou moduladores Mach-Zehnder (MZM). Devido às características de absorção variável e *chirp* residual de EAMs, formatos de modulação RZ avançados são geralmente implementados por meio de modeladores de pulso baseados em MZM [1, 2], conforme ilustrado na Figura 3.4.



**Figura 3.4** – Geração de sinal RZ utilizando MZM como modelador de pulso.

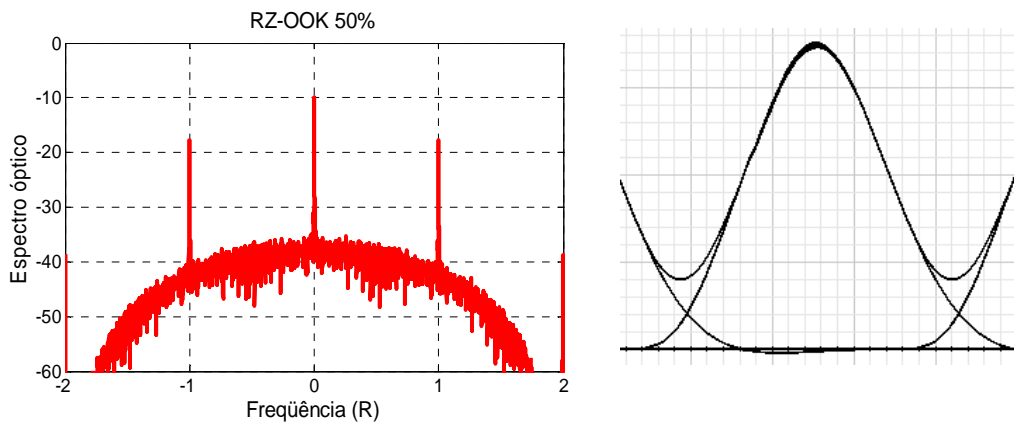
Sinais RZ podem ser gerados a diferentes larguras de pulso, dependendo de como se polariza o MZM, que atua como modelador de pulso, e da frequência do sinal senoidal que o controla. Os sinais RZ mais difundidos são os com largura de pulso de 50%, 33% e 67% [1, 2]. Para gerar o sinal RZ 50%, o MZM que atua como modelador de pulso tem de ser polarizado no ponto médio da curva de transmissão (ponto de quadratura) e ser controlado por um sinal senoidal com frequência igual à taxa de dados, com variação de tensão entre os pontos mínimos e máximos da transmissão [1, 2]. Sinais RZ 33% são gerados usando um MZM como modelador de pulso controlado por um sinal senoidal com frequência à metade da taxa de dados entre seus mínimos de transmissão [1, 2]. Os métodos utilizados no controle senoidal de um MZM como modelador de pulso para sinais RZ 33% e 50% são mostrados na Fig. 3.5.



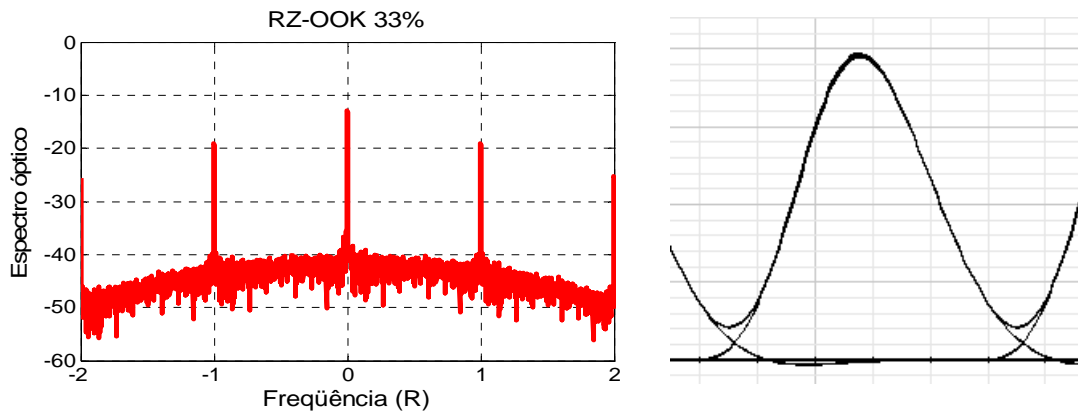
**Figura 3.5** – Formas de controle senoidal de um MZM atuando como modelador de pulso para sinais RZ com ciclo de trabalho de 33% (sólido) e 50% (tracejado). Os pontos de polarização do MZM são indicados por círculos abertos.

Um MZM operando como modelador de pulso controlado com um sinal senoidal com frequência à metade da taxa de dados entre seus máximos de sua função de transmissão resulta em pulsos RZ com ciclo de trabalho de 67% e com fase alternada. Este formato é mais comumente chamado de RZ com portadora suprimida (CSRZ – *Carrier-suppressed RZ*). Este formato será explicado com mais detalhes na seção 3.5.3.

Os espectros e diagramas de olho de intensidade RZ com ciclos de trabalho de 50% e 33%, conforme produzidos por um MZM em operação *push-pull*, são mostrados nas Figs. 3.7 e 3.8, respectivamente.



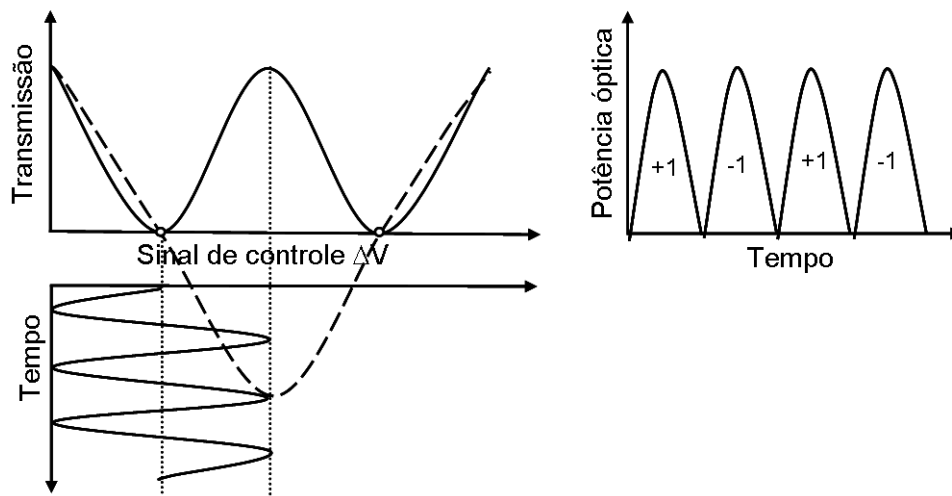
**Figura 3.6** - Espectro e diagrama de olho dos sinais RZ com ciclo de trabalho 50%. **R**: Taxa de dados



**Figura 3.7** - Espectro e diagrama de olho dos sinais RZ com ciclo de trabalho 33%.  
**R**: Taxa de dados

### 3.5.3 – Retorno ao Zero com Portadora Suprimida (CSRZ – *Carrier-Supressed Return-to-Zero*)

O CSRZ é um formato de modulação com memória pseudo-multinível. É uma variação do formato RZ que provê maior eficiência espectral. É caracterizado pela reversão do campo óptico a cada transição de bit, resultando em uma supressão da frequência portadora. O CSRZ é mais convenientemente gerado pelo comando senoidal de um MZM entre seus máximos de transmissão, conforme mostrado na Figura 3.8. Visto que existe um deslocamento de fase em  $180^\circ$  nos pontos de nulos da função de transmissão do MZM, inversões de fase ocorrem entre bits adjacentes [1, 2]. Assim, na média, o campo óptico de metade dos bits “1”s tem sinal positivo, ao passo que a outra metade tem sinal negativo, resultando em uma envoltória do campo óptico com média zero. Como consequência, há uma supressão da portadora na frequência central [1, 2].

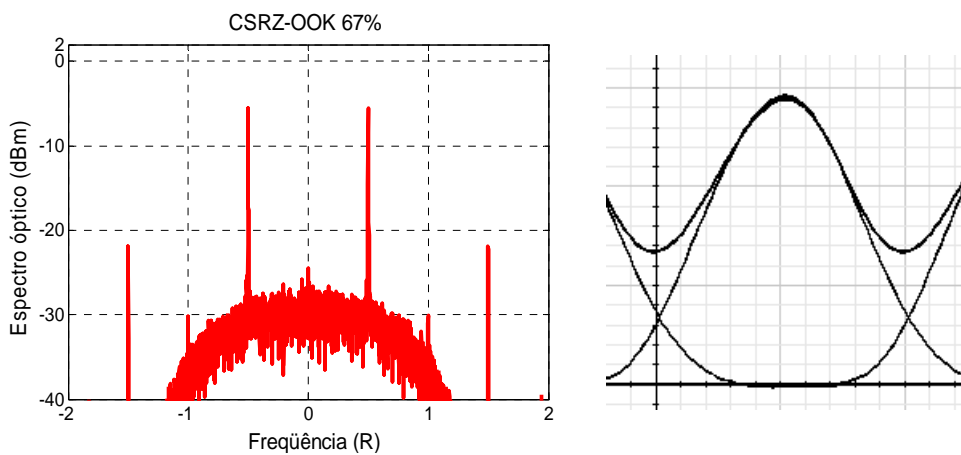


**Figura 3.8** - Controle senoidal de MZM atuando como modelador de pulso (*pulse carver*) para CSRZ com ciclo de trabalho de 67%. As curvas de transmissão sólidas e tracejadas aplicam-se para a potência e campo óptico, respectivamente. O ponto de polarização é indicado por um círculo aberto.

O comando com um sinal senoidal gera um trem de pulsos ópticos com o dobro da frequência do sinal de comando. Por isso, o sinal de comando precisa ter um valor de frequência igual à metade da taxa de dados, o que representa uma redução de custos no MZM e nos circuitos eletrônicos de controle em comparação ao formato RZ com ciclo de trabalho de 50% [68]. O

diagrama espectral do formato CSRZ é mostrado na Fig. 3.9. Nesta, fica bem evidente a supressão da portadora óptica, bem como os tons característicos a  $\pm R/2$ .

O CSRZ apresenta importantes características de desempenho de transmissão. Sua propriedade de supressão da portadora pode ser benéfica pelo fato de que a frequência portadora é a componente que contém a mais alta potência no espectro RZ. A supressão da portadora pode significar maior tolerância a efeitos não-lineares em relação ao RZ-OOK a taxas de 40 Gb/s, permitindo assim um sistema com maior potência óptica transmitida na fibra, sendo uma opção interessante para sistemas WDM denso (DWDM - *Dense WDM*) [68-70, 71]. Uma vantagem do CSRZ, é que ele pode ser fortemente filtrado com a preservação de suas propriedades de transmissão [72-75].



**Figura 3.9** – Espectro e diagrama de olho do formato de modulação CSRZ. **R**: Taxa de dados

### 3.5.4 – Retorno ao Zero com *Chirp* (CRZ – *Chirped Return-to-Zero*)

Visando combater os efeitos não-lineares de propagação do sinal pela fibra óptica, introduz-se intencionalmente uma modulação de fase ou *chirp* ao formato de modulação, o qual recebe o qualificador: “com *chirp*” [1, 2, 76]. O desempenho superior no combate a não-linearidades obtido na introdução de *chirp* pode ser explanado de forma simplificada tanto no domínio do tempo quanto no domínio da frequência. No domínio do tempo, a modulação de fase adicional em associação com a dispersão da fibra resulta no alargamento dos pulsos sobre diversos bits. Dessa forma, ocorre uma rápida variação na intensidade do sinal e por sua vez

no deslocamento de fase não-linear. No domínio da frequência a modulação de fase alarga o espectro do sinal, reduzindo assim os picos de intensidade das componentes espectrais do sinal. Essa redução nos picos de amplitude no espectro reduz a interação não-linear entre componentes espectrais de diferentes pulsos [77, 78].

Dependendo se o *chirp* é o mesmo para todos os bits ou se toma valores opostos para bits adjacentes, o formato resultante recebe a denominação de RZ com *chirp* (CRZ) ou RZ com *chirp* alternado (ACRZ - *Alternate-chirp RZ*), respectivamente [1, 2, 76-79]. Os formatos CRZ e ACRZ são gerados usando modulação de três estágios, consistindo de um modulador de dados NRZ, um modelador de pulso RZ controlado senoidalmente, livre de *chirp* e um modulador de fase adicional controlado por um sinal senoidal. Esta arquitetura complexa de transmissor de três moduladores, requer cuidadosa sincronização dos três sinais de controle [1, 67]. Métodos alternativos de implementação têm sido propostos utilizando as vantagens das propriedades de modulação de fase de MZMs de controle dual (*dual-drive*) [1, 67].

No caso de CRZ ou ACRZ, *chirp* periódico sincronizado por bit conduz ao alargamento espectral do sinal. Embora isto reduza a adequação do formato para sistemas WDM com alta eficiência espectral, aumenta sua robustez à não-linearidades da fibra e também aumenta sua resistência à interferência multi-percurso (MPI – *Multipath Interference*) [80, 81]. O CRZ é indicado predominantemente em comunicações a fibra ponto a ponto de ultra-longas distâncias, como os sistemas submarinos transoceânicos, com uma amplitude de modulação de fase de cerca de 1 rad. [1, 78, 82].

### **3.5.5 – NRZ com *Chirp* (C-NRZ – *Chirped NRZ*), Transmissão Suportada por Dispersão (DST – *Dispersion-Suported Transmission*) e Pré-Distorção Eletrônica do Sinal (EPD – *Electronic Signal Predistortion*)**

Conforme explicado no capítulo 2, o efeito da dispersão cromática em regime de dispersão anômala ( $D > 0$ ) faz com que as componentes espectrais de maior frequência do pulso propaguem-se mais rapidamente que as de menor frequência, resultando num alargamento do pulso no tempo. Este efeito pode ser combatido pela introdução de uma quantidade apropriada de *chirp* através de cada pulso óptico, pela diminuição da frequência da borda dianteira do pulso e pelo aumento da frequência da sua borda traseira, neutralizando assim o efeito da dispersão cromática [1, 17].



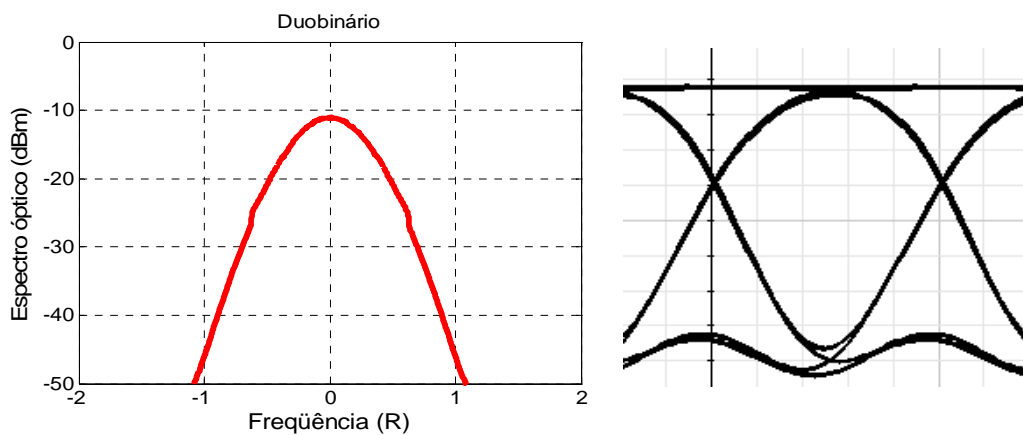
O *prechirp* de pulsos ópticos pode ser realizado desbalanceando-se um MZM de controle dual usado para modulação NRZ [1, 65, 66] ou pelo controle apropriado de um laser modulado diretamente, explorando-se a modulação em frequência residual que ocorre nesses lasers [1, 60, 61]. Um exemplo extremo da utilização da resposta em frequência de um laser modulado diretamente é a transmissão suportada por dispersão (DST – *Dispersion-Suported Transmission*), a qual modula predominantemente a fase do campo óptico com o objetivo de obter a quantidade correta de dispersão cromática para converter essa modulação de fase em uma modulação de intensidade sobre a transmissão [1].

Outra técnica mais avançada de introduzir *prechirp* do pulso na transmissão é utilizar pré-distorção eletrônica digital do sinal (EPD – *Electronic signal predistortion*) [83, 84-87]. Esta técnica permite modular tanto a fase como a intensidade do campo óptico independentemente, usando uma forma de onda analógica pré-gerada digitalmente, tal que a propagação sobre uma fibra dispersiva reconstrua a forma de onda não-distorcida desejada a uma distância alvo específica. Esta técnica requer um conversor digital-analógico no transmissor, com taxa de amostragem duas vezes maior que a taxa de dados (20 Giga amostras/s para 10 Gb/s) e está tornando-se viável a 10 Gb/s devido aos avanços de processamento de sinal eletrônico de alta velocidade [1, 2]. Entretanto, todos os sinais pré-distorcidos ou *prechirped* (tais como DST ou EPD), são detectáveis mais facilmente na vizinhança da distância para os quais eles são pré-distorcidos. Isto dificulta algumas importantes características de rede óptica avançada tal como *broadcasting* [86]. A técnica EPD, pode também sofrer um impacto severo sob efeitos não-lineares da fibra [86].

### **3.5.6 – Duobinário (DB, PSBT)**

Dentro da classe dos formatos codificados em linha, o duobinário (DB) óptico é o mais frequentemente usado. Ele pertence à subclasse de sinalização de resposta parcial [1, 2, 27, 36]. O principal benefício de sinais DB é sua maior tolerância à dispersão cromática e filtragem óptica de banda estreita, comparada aos formatos de sinalização binária. Em um sinal duobinário, o bit “1” é codificado com um pulso de luz com fase 0 ou  $\pi$  e os bits “0”s são codificados com a ausência de um pulso ou com um pulso de baixa intensidade, dependendo do método utilizado para gerar o sinal DB [68]. A fase dos bits “1”s é escolhida de tal modo que exista uma alteração de fase em  $\pi$  entre bits “1”s separados por um número ímpar de bits “0”s. Esta mudança de fase contribui para a redução da largura espectral e faz

com que a energia dispersa dos pulsos de fase oposta interfira destrutivamente, reduzindo assim o efeito da dispersão [68]. Um exemplo disso pode ser visualizado na configuração de bits “1”, “0”, “1”, sendo que para codificação DB é codificada como +1, 0, -1. Se em virtude da dispersão ou filtragem óptica os dois bits “1s” se alargarem para dentro do bit “0” entre eles, a codificação DB faz com que ocorra interferência destrutiva entre os bits “1s”, mantendo assim o bit “0” baixo. Os formatos OOK, por outro lado, fazem com que os pulsos interfiram construtivamente, levantando assim o nível do bit “0” e fechando o olho [1, 2]. A maior tolerância à dispersão pelo formato DB também pode ser percebido pelo seu espectro mais estreito, conforme visualizado na Figura 3.10, junto com seu diagrama de olho.



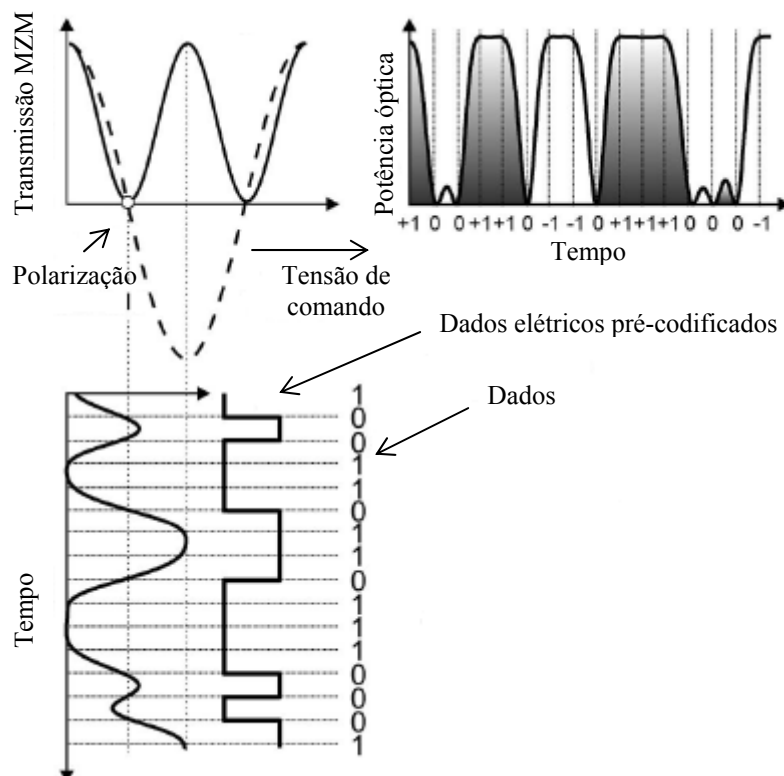
**Figura 3. 10** - Espectro e diagrama e olho do formato DB.  
**R:** Taxa de dados.

Entre vários transmissores DB desenvolvidos, distinguem-se duas categorias de formatos, o DB padrão e o de transmissão binária formatado na fase (PSBT – *Phase-shaped binary transmission*). No PSBT, os “0”s contêm uma pequena quantidade de energia e um deslocamento de fase de  $\pi$  bem no seu meio, o qual limita fortemente o impacto da ISI. Classicamente, formatos DB e PSBT são gerados por meio de filtragem óptica ou elétrica, baseada no método de atraso e adição (DB) ou no método de filtragem passa-baixa (PSBT) [88].

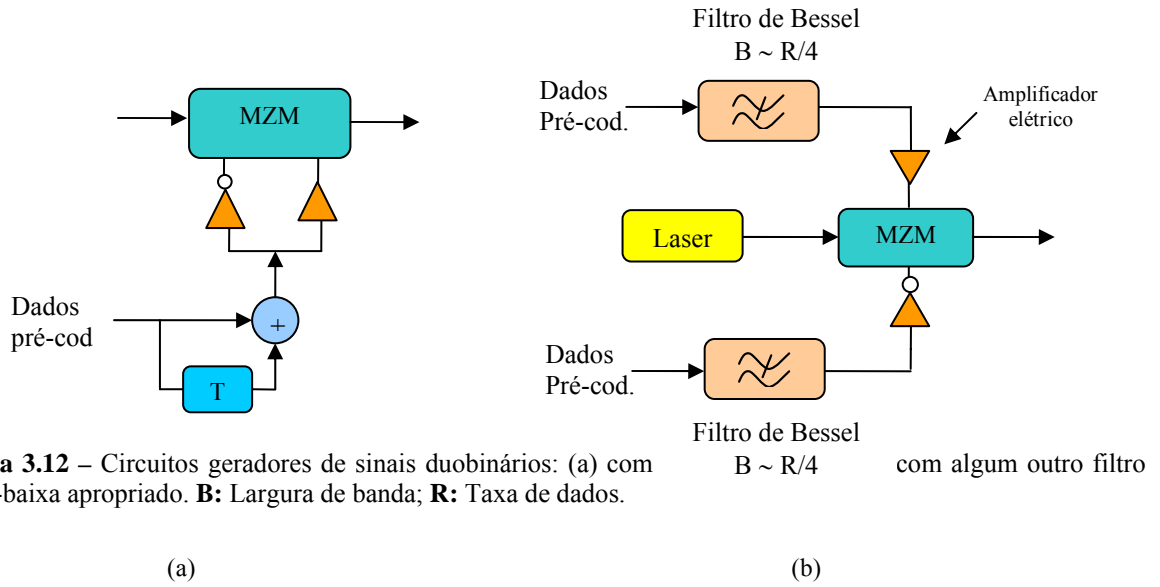
Os transmissores usam uma versão pré-codificada do sinal de dado na entrada, conforme mostrado na Figura 3.11. Esta seqüência de dados pré-codificada de dados exibe uma mudança de nível para cada bit “0” contido na seqüência de dados original. A seqüência pré-codificada é convertida em um sinal elétrico de três níveis por meio de intensa filtragem passa-baixas no domínio elétrico [1].

O filtro passa-baixas, no caso do DB padrão, pode ser implementado com a técnica de atraso e adição, conforme ilustrado na Fig. 3.12 (a). No caso do PSBT, utiliza-se, em geral, um filtro elétrico com características de *roll-off* apropriadas e uma largura de banda de 3 dB de cerca de 25% da taxa de bits. O sinal elétrico resultante de três níveis é então usado para controlar um MZM livre de *chirp* entre seus máximos de transmissão, conforme ilustrado na Fig. 3.12 (b). De forma alternativa, pode ser utilizado um MZM projetado para um quarto da taxa de dados do sinal desejado para combinar a funcionalidade de filtragem passa-baixas e modulação [1, 88].

Formatos DB baseados em atraso e adição resultam numa melhor sensibilidade *back-to-back*, enquanto que os baseados em filtros passa-baixas oferecem maior tolerância à dispersão cromática à custa de uma penalidade de cerca de 1 a 2 dB na sensibilidade em relação ao NRZ-OOK [2], [89].



**Figura 3.11** – Visualização da geração de sinais duobinários por comandar um MZM no seu mínimo de transmissão usando um sinal de comando elétrico de três níveis. [1].



**Figura 3.12** – Circuitos geradores de sinais duobinários: (a) com passa-baixa apropriado. **B**: Largura de banda; **R**: Taxa de dados.

No DB, a pré-codificação dos dados é requerida para que o sinal de dados recebido seja igual ao transmitido e não haja propagação de erro no receptor. A pré-codificação pode ser realizada pela seguinte fórmula [90]:

$$p_k = \overline{b_k} \oplus p_{k-1} \quad (3.3)$$

onde  $p$  é o sinal pré-codificado,  $\overline{b_k}$  é o sinal de dado invertido para o bit de número  $k$  e  $\oplus$  representa a operação lógica ou-exclusivo (XOR). No caso em que a codificação é realizada através do circuito de atraso e adição, o sinal codificado  $c_k$  pode ser escrito como:

$$c_k = p_k + p_{k-1} - 1 \quad (3.4)$$

O sinal recebido após a detecção no fotodiodo será:

$$r_k = |c_k| \quad (3.5)$$

o qual é idêntico ao sinal transmitido. A Tabela 3.3 ilustra os diferentes sinais digitais no sistema DB, para uma configuração de bits idêntica àquela utilizada na Figura 3.8.

**Tabela 3.3** – Dados binários, dados invertidos, dados pré-codificados, dados codificados em duobinário e dados recebidos no tempo, para um sistema duobinário. A configuração dos dados usados é a mesma utilizada na Figura 3.8.

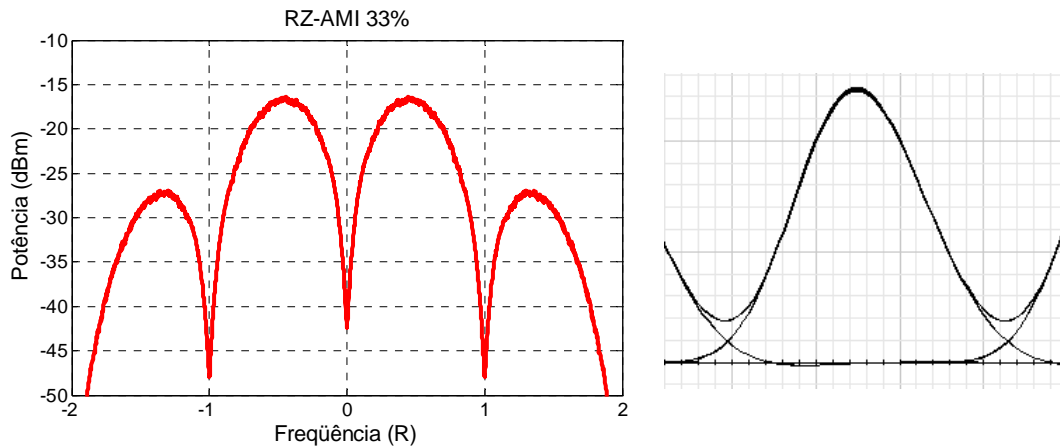
$b_k$	1	0	0	1	1	0	1	1	0	1	1	1	0	0	0	1
$\overline{b_k}$	0	1	1	0	0	1	0	0	1	0	0	0	1	1	1	0
$p_k$	0	1	0	0	0	1	1	1	0	0	0	0	1	0	1	1
$c_k$	-	0	0	-1	-1	0	1	1	0	-1	-1	-1	0	0	0	1
$r_k$	-	0	0	1	1	0	1	1	0	1	1	1	0	0	0	1

Devido à sua estreita largura espectral e alta tolerância à dispersão cromática residual, o DB torna-se muito atrativo para transmissão óptica de altas taxas de bits e alta eficiência espectral. Recentemente têm sido demonstrados sistemas com eficiência espectral de 0,8 bits/s/Hz a 40 Gb/s por canal [87, 90, 91].

Atualmente, os formatos DB são considerados os mais promissores na solução de custo efetivo para o desenvolvimento de tecnologia de 40 Gb/s sobre a infra-estrutura de longa distância de WDM de 10 Gb/s por canal [88, 92].

### 3.5.7 – Inversão Alternada de Marca (AMI – *Alternate-mark inversion* )

O formato Inversão Alternada Marca (AMI – *Alternate-mark inversion*) é muitas vezes classificado como resposta parcial, devido ao modo em que ele é gerado [1, 93]. Conforme abordado na seção 3.3.2, no AMI, ocorrem inversões de fase para cada bit “1” independente dos bits adjacentes. Este formato não compartilha de largura de banda limitada como outros formatos de resposta parcial. Em comunicações ópticas, o AMI é comumente implementado na forma RZ (RZ-AMI). O espectro óptico e o diagrama de olho do formato RZ-AMI 33%, podem ser visualizados na Fig. 3.13. A modulação adicional de fase do AMI pode combater algumas não-linearidades da fibra [1].



**Figura 3. 13** - Espectro e diagrama e olho do formato RZ-AMI 33%. **R**: Taxa de dados.

Uma possível forma para se implementar um transmissor AMI é idêntica ao transmissor DB mostrado na Figura 3.12(a), com a única diferença que, ao invés de utilizar um circuito de atraso e adição (filtro passa-baixa), é utilizado um circuito de atraso e subtração (filtro passa alta). Para obter o RZ-AMI, o modulador de dados é então seguido por um modelador de pulso padrão [1].

Outra alternativa de transmissor AMI é, primeiro, gerar modulação no formato NRZ binário (fase ou intensidade)  $\{-1, +1\}$  ou  $\{0, +1\}$ . Este sinal é então passado através de um filtro de atraso e subtração, implementado por um interferômetro de atraso (DI – *Delay interferometer*) com atraso de  $\tau \leq T$ , onde  $T$  é o período do bit. Para agir como um filtro de atraso e subtração, o DI é configurado para interferência destrutiva na sua saída, na presença de um sinal de entrada não-modulado. Pulsos ópticos de fase alternada são produzidos na saída do DI sempre que o sinal de entrada NRZ difere de sua versão atrasada em  $\tau$ . Sinais RZ-AMI com ciclos de trabalho diferentes podem ser gerados pela variação de  $\tau$ , sem a necessidade de um modulador modelador de pulso ativo. [1, 94-96].

Ainda outra forma de geração do AMI, consiste em passar um sinal DB através de um modelador de pulso CSRZ, as inversões de fase inerentes ao CSRZ convertem DB em AMI. Por isso, muitas vezes usa-se o termo “duobinário com portadora suprimida” (DCS – *Duobinary-carriersuppressed*) como sinônimo para AMI [1, 29, 95, 97, 98]. Outro termo usado como sinônimo para AMI, é “duobinário modificado”. Entretanto, “duobinário modificado” não é equivalente ao AMI, mas é um formato de modulação bem distinto. É um

formato de resposta parcial que é gerado usando um circuito de atraso e subtração com um atraso de 2 bits ( $\tau = 2T$ ) [27, 28, 41, 48].

### 3.5.8 – Banda Lateral Vestigial (VSB - *Vestigial Sideband*) e Banda Lateral Simples (SSB – *Single Sideband*)

Alguns formatos de modulação permitem suprimir metade do conteúdo espectral do sinal óptico por filtragem óptica apropriada, em adição à formatação e compressão do espectro realizada pela sinalização multinível e codificação correlativa [1]. Visto que o espectro dos sinais banda-base é simétrico em torno da frequência central óptica, pode-se filtrar uma das metades redundantes, deixando apenas uma das bandas laterais e preservando o conteúdo total da informação. As sinalizações SSB e VSB exploram essa propriedade [1, 2]. Na sinalização SSB, uma das bandas laterais é completamente suprimida. Na sinalização VSB, é utilizado um filtro óptico com um *roll-off* gradual que está centrado na frequência da portadora para suprimir a maior parte de uma das bandas laterais, enquanto ao mesmo tempo executa alguma ação de filtragem sobre a outra banda lateral [1, 2]. Um formato de modulação precisa manter a característica de detecção quadrática após a utilização de filtragem VSB ou SSB. Na prática, é difícil implementar filtragem SSB devido às dificuldades em realizar funções apropriadas de filtro óptico ou elétrico [1, 2]. Entretanto, o VSB óptico tem sido implementado de forma satisfatória sobre NRZ-OOK [99-102], RZ-OOK [103] e CSRZ-OOK [104, 105]. Em sistemas WDM, filtragem VSB pode ser realizada tanto no transmissor como no receptor [99-102].

Filtragem VSB-CSRZ no transmissor permite maior compressão espectral e transmissão WDM espectralmente eficiente. A vantagem da filtragem VSB no receptor está relacionada ao reduzido *crosstalk* de canal WDM para a banda lateral desejada, no caso em que espaçamentos desiguais de canais WDM são empregados [1, 99-102]. As bandas laterais com menor espaçamento sofrem forte *crosstalk* WDM e não são utilizadas na detecção. Por outro lado, as bandas laterais cujos espaçamentos são mais afastados, sofrem significativamente menos *crosstalk* do que se estivessem espaçadas igualmente para a mesma eficiência espectral [1].

### 3.6 – FORMATOS DE MODULAÇÃO DE FASE DIFERENCIAL

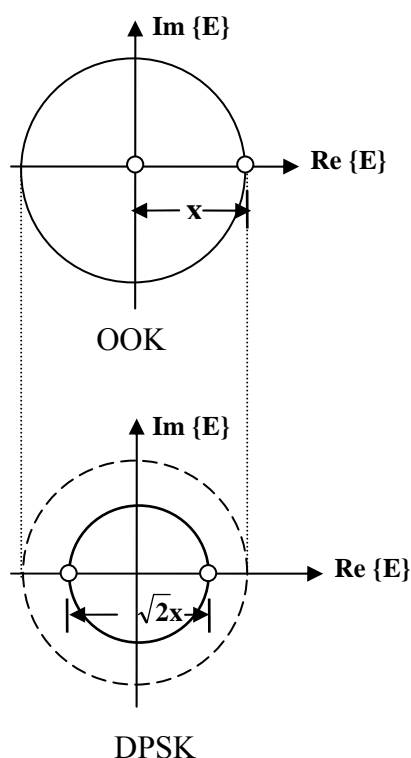
Alguns formatos de modulação já discutidos utilizam o chaveamento *on-off* e em adição modulam a fase óptica não para carregar a informação, mas para tornar o sinal mais robusto à dispersão cromática, filtragem óptica e a não-linearidades da fibra. Este é o caso dos formatos AMI, CRZ e CSRZ. Entretanto, existem formatos de modulação que utilizam o chaveamento na fase óptica para carregar a informação. Estes são os formatos chaveados por deslocamento de fase (PSK – *Phase-shifted-keyed*) [2]. Tendo em vista que os receptores de detecção direta, que obedecem à lei quadrática, não possuem uma referência de fase, tal referência tem de ser provida pelo próprio sinal: a fase do bit precedente é usada como referência para recuperação do sinal. Por isso, estes formatos recebem o nome de chaveados por deslocamento de fase diferencial (DPSK – *Differential-phase-shifted-keyed*), os quais carregam a informação nas transições de fase entre os bits [105]. Formatos baseados em DPSK não são novos. Eles foram extensivamente estudados no final dos anos 80 e início dos anos 90 para uso principalmente em sistemas a fibra óptica com único enlace, empregando detecção coerente [106-108]. Quando os EDFAs foram introduzidos, o interesse em sistemas coerentes diminuiu. Por cerca de uma década, sistemas WDM utilizando formatos OOK em conjunto com amplificadores ópticos dominaram a pesquisa em sistemas de longa distância. O interesse em sistemas DPSK foi renovado à medida em que os sistemas WDM foram impulsionados para níveis de desempenho ainda mais altos [106].

#### 3.6.1 – Características do Formato DPSK

No formato DPSK, a potência óptica aparece em cada *slot* de bit. A informação é codificada nos deslocamentos de fase, 0 ou  $\pi$ , entre bits adjacentes. Pode-se utilizar o formato NRZ-DPSK, caso em que a potência óptica ocupa todo o *slot* de bit, ou o RZ-DPSK no qual a potência óptica não ocupa completamente o *slot* do bit, mas apenas parte dele. A principal vantagem do DPSK em comparação ao OOK, é a OSNR 3 dB menor exigida para atingir uma determinada BER [106]. Isto é claramente percebido pela visualização das constelações do sinal para OOK e DPSK apresentadas na Figura 3.14. Esta Figura mostra que a potência está presente em apenas um dos símbolos no sinal OOK. No sinal DPSK, a potência está presente em ambos os símbolos que estão deslocados na fase em  $180^\circ$ . Portanto, para que o sinal



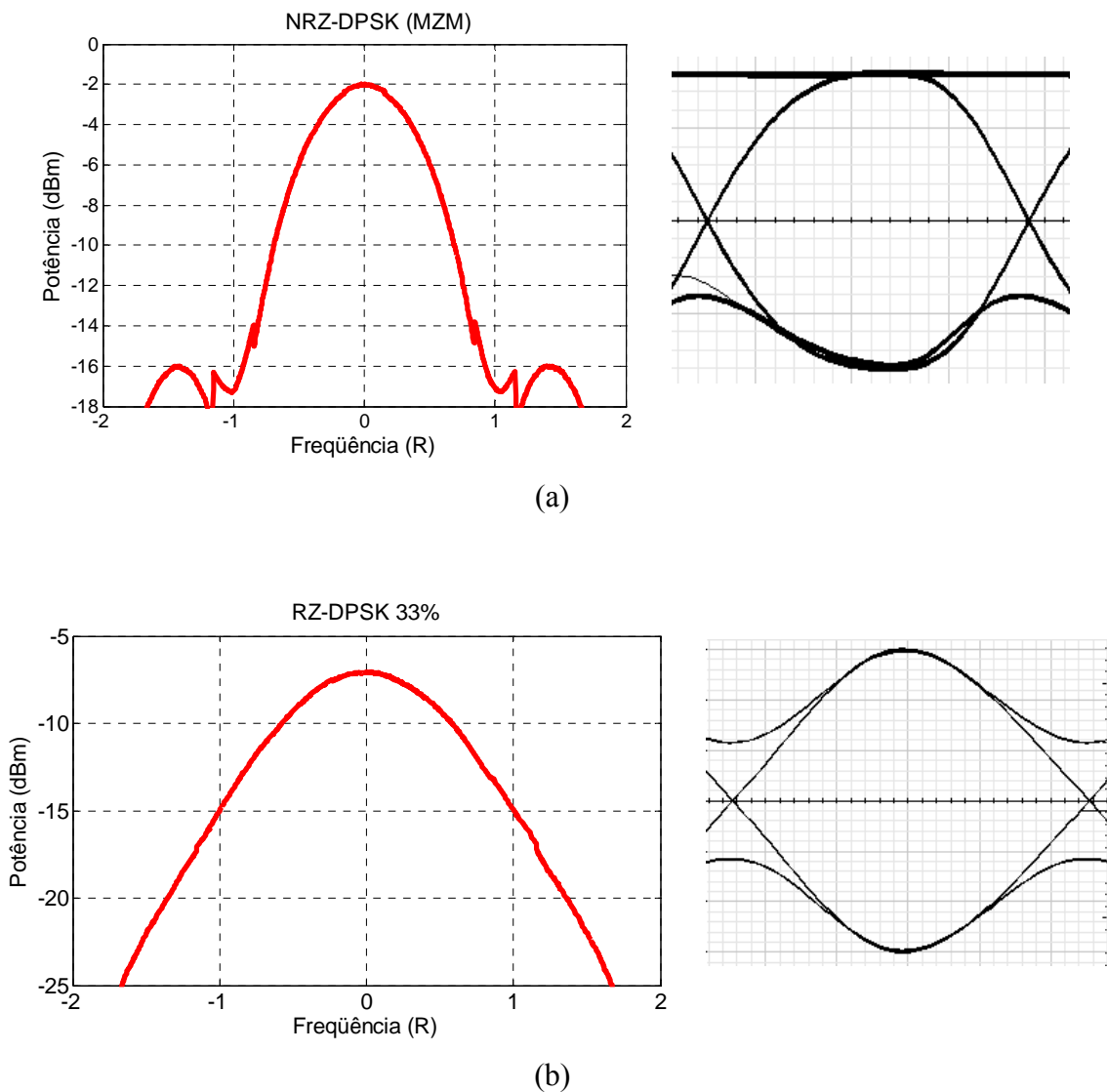
DPSK mantenha a mesma potência óptica média que o OOK, a distância de cada símbolo em relação à origem do diagrama de constelação deve ser de metade do OOK ( $1/\sqrt{2}$  do campo elétrico). Por isso, a distância entre símbolos no DPSK é aumentada por  $\sqrt{2}$  ( $1/\sqrt{2} + 1/\sqrt{2}$ ), em termos de campo óptico, em relação ao OOK. Portanto, somente metade da potência óptica seria necessária para o DPSK em comparação ao OOK para atingir a mesma distância entre símbolos. [106, 109-111]. Esta menor exigência de OSNR para DPSK pode ser usada para aumentar a distância de transmissão, reduzir exigências de potência óptica ou relaxar especificações de componentes [106].



**Figura 3.14** – Constelação de sinal OOK (superior) e DPSK (inferior).

Outro benefício importante para o DPSK com detecção balanceada, é sua maior tolerância a flutuações de potência do sinal no circuito de decisão no receptor, porque o limiar de decisão independe da potência de entrada. O DPSK é também mais robusto à filtragem óptica de banda estreita que OOK, especialmente quando detecção balanceada é empregada [106]. O

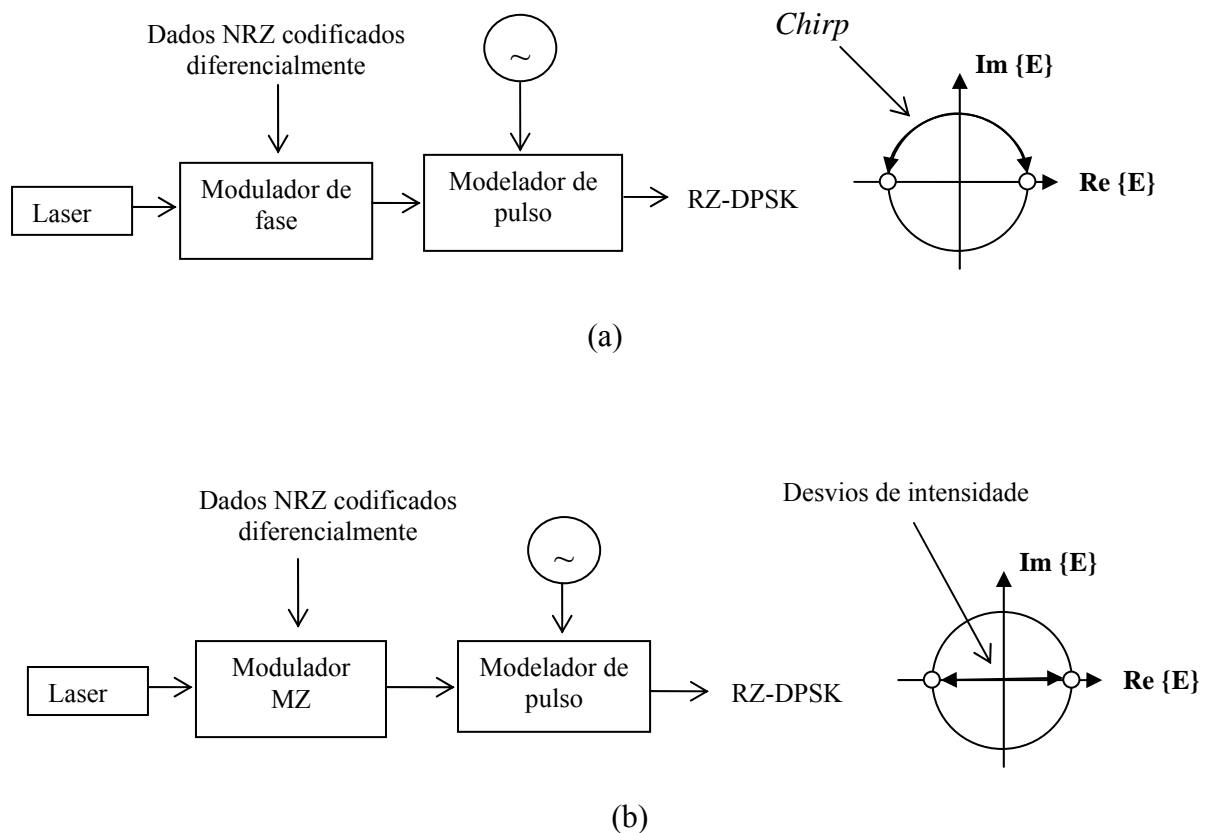
DPSK é também mais resistente a alguns efeitos não-lineares que OOK devido aos seguintes fatores: i) a potência óptica está mais uniformemente distribuída que no formato OOK, tendo em vista que a potência está presente em cada *slot* de bit no DPSK e ii) o pico de potência óptica é 3 dB menor para DPSK que para OOK, para a mesma potência óptica média. O formato DQPSK e outros formatos multiníveis provêm uma maior eficiência espectral e maior tolerância à dispersão cromática e à PMD [106]. A Figura 3.15 apresenta os diagramas espectrais e de olho para NRZ-DPSK e RZ-DPSK 33%, gerados por MZMs.



**Figura 3.15** – Espectro e diagrama de olho: (a) NRZ-DPSK e (b) RZ-DPSK-33%.  
**R:** Taxa de dados.

### 3.6.2 – Configuração do Transmissor DPSK

O transmissor DPSK pode ser implementado no formato NRZ ou RZ. De forma semelhante aos formatos DB e AMI, o sinal precisa primeiro ser codificado diferencialmente no transmissor, para evitar propagação de erros que pode ocorrer pela decodificação diferencial no receptor. A modulação de fase pode ser realizada tanto por um modulador de fase ou por um modulador Mach-Zehnder [106]. O modulador de fase somente modula a fase do sinal óptico, resultando em um sinal óptico de uma envoltória constante. A modulação de fase não ocorre instantaneamente, resultando na geração de *chirp* através das transições de bits. Um segundo modulador comandado por um sinal senoidal, pode ser usado para modelar os pulsos e gerar um sinal RZ-DPSK [106]. A Figura 3.16 mostra as duas configurações típicas para transmissor RZ-DPSK. Quando é usado um MZM para a modulação de fase, polariza-se o modulador nos seus nulos de transmissão, e aplica-se no MZM um sinal de comando com o dobro da tensão de chaveamento usada na modulação OOK. Em virtude da fase do campo óptico mudar seu sinal no ponto de nulo da curva de transmissão do MZM, dois pulsos adjacentes têm fase oposta, e um deslocamento de fase de  $180^\circ$  é obtido, independente da variação de tensão de comando. Entretanto, o benefício de uma modulação de fase precisa é obtido à custa de alguma modulação de amplitude residual na transição de dois bits. No entanto, visto que a codificação da informação é feita na fase óptica, e não na intensidade, estes desvios de intensidade são de menos importância, especialmente no caso de RZ-DPSK [106].



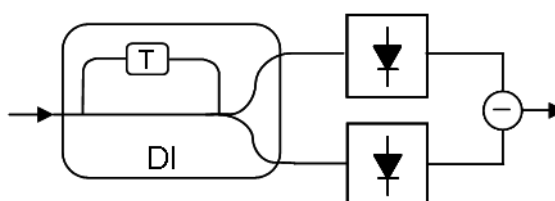
**Figura 3.16** - Duas configurações típicas de transmissor RZ-DPSK. (a) Utilizando modulador de fase. (b) Utilizando modulador Mach-Zehnder.

### 3.6.3 – Configuração do Receptor DPSK

O DPSK não pode ser demodulado diretamente através de receptores baseados em fotodetecção, visto que estes são insensíveis à fase óptica, fazendo conversão de potência óptica em sinal elétrico de forma quadrática. Em virtude disso, utiliza-se um interferômetro de atraso (DI – *Delay Interferometer*) com atraso diferencial de um período de bit, pelo qual o sinal óptico passa antes de ser fotodetectado [1, 2, 106]. O DI divide o sinal óptico modulado em fase em dois caminhos, fazendo com que dois bits adjacentes interfiram construtivamente ou destrutivamente na saída, dependendo da fase dos dois pulsos interferentes. Se a interferência dos pulsos for construtiva, haverá presença de potência na saída do DI, caso ocorra interferência destrutiva, resultando numa ausência de potência após o DI. Dessa forma, o bit precedente age como uma referência de fase para a demodulação do bit corrente.

Idealmente, uma das portas de saída do DI é ajustada para ter interferência destrutiva, recebendo o nome de porta destrutiva, enquanto a outra porta, devido à conservação de energia, exibe interferência construtiva e é denominada de porta construtiva. Por esta razão, as duas portas de saída do DI apresentarão trens de bits idênticos, mas com lógica invertida [106]. Analisando cuidadosamente os sinais demodulados na saída do DI, percebe-se que a porta construtiva carrega modulação DB, enquanto que a porta destrutiva carrega modulação AMI [76, 112, 113]. Atualmente, dificuldades técnicas na implementação de DIs estáveis têm sido superadas [114]. Ajuste fino de atraso diferencial para casar a frequência central do laser e atingir boa qualidade de interferência é tipicamente alcançada usando um elemento de aquecimento sobre um dos braços do DI [106].

Visto que ambas as portas de saída do DI carregam a informação completa, embora invertidas na lógica, ela pode ser detectada através de apenas uma delas (detecção de extremidade única, *single-ended detection*), ou conectadas a dois fotodiodos usando um receptor balanceado [106]. A configuração de um receptor DPSK balanceado pode ser visualizada na Fig. 3.17.



**Figura 3.17** – Configuração de receptor DPSK balanceado.

### 3.6.4 - Transmissão DPSK a 40 Gb/s

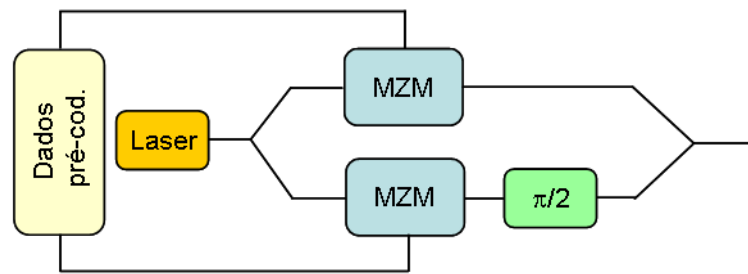
O capítulo 2 descreveu o impacto de efeitos degradantes na transmissão de 40 Gb/s. Foi dito que os efeitos monocanais na transmissão de pulsos sobrepostos, ou seja, em regime pseudo-linear, são fatores que limitam acentuadamente a qualidade da transmissão. Conforme já exposto, o IFWM é responsável por flutuações de amplitude sobre os bits “1”s e pulsos fantasmas sobre os bits “0”s. Em sistemas DPSK, as flutuações de fase oriundas do IFWM, são mais deletérias que flutuações na amplitude [106]. O IXPM que provoca flutuações de intensidade dos pulsos dispersos sobrepostos, modula a fase óptica. O efeito em formatos OOK é o *jitter* temporal quando combinado com dispersão, enquanto em DPSK, tanto o *jitter* temporal como as flutuações de fase são deteriorantes. Conforme já mencionado antes, o

DPSK tem uma potência de pico 3 dB menor que OOK para uma dada potência média, pelo fato de ter potência em cada *slot* de bit. Em regime de transmissão em que os efeitos não-lineares intra-canais são predominantes, as penalidades advindas dessas não-linearidades podem ser reduzidas no formato DPSK, porque a potência está distribuída mais suavemente [60]. Resultados experimentais têm mostrado que o DPSK tem um desempenho bem melhor que o formato OOK em sistemas WDM a 40 Gb/s [106].

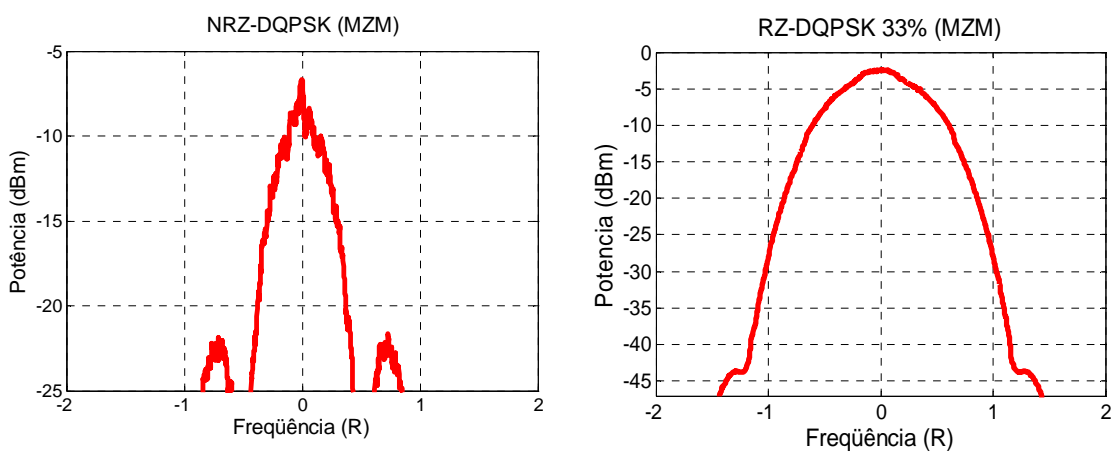
### **3.6.5 - Modulação por Deslocamento de Fase Diferencial em Quadratura (DQPSK – *Differential Quadrature Phase Shift Keying*)**

O DQPSK é um formato de modulação de fase multinível, onde cada símbolo é codificado com uma entre quatro transições de fase possíveis  $\{0, +\pi/2, -\pi/2, \pi\}$ . Cada símbolo transmitido carrega dois bits, e dessa forma a taxa de símbolos transmitida é metade da taxa agregada de bits. Um exemplo de modulação DQPSK pode ser visualizado na Tabela 3.1 (Seção 3.2). O formato DQPSK tem recentemente sido alvo de intensa pesquisa [115-121]. Na verdade, o DQPSK é o único formato de modulação multinível que tem recebido apreciável atenção em sistemas de comunicações ópticas [1].

A forma de transmissor DQPSK mais largamente utilizada consiste de dois MZMs em paralelo, que são integrados juntos para atingir estabilidade de fase [106]. Este tipo de transmissor DQPSK pode ser observado na Fig. 3.18. Dois MZMs são inseridos em um interferômetro Mach-Zehnder. Sinais pré-codificados comandam os dois MZMs, gerando assim dois sinais DPSK. Um destes sinais é deslocado na fase em  $\pi/2$ , um combinador reúne então os dois sinais para produzir uma única saída de sinal óptico, resultando num sinal de quatro níveis de fase [1, 2, 68]. Ademais, existe a opção de adicionar um outro MZM como modelador de pulso para produzir um RZ-DQPSK. Os espectros ópticos para o NRZ-DQPSK e para o RZ-DQPSK-33% são mostrados na Fig. 3.19. Percebe-se que o espectro óptico do DQPSK é idêntico ao do DPSK, porém o DQPSK apresenta o espectro óptico comprimido por um fator de dois.

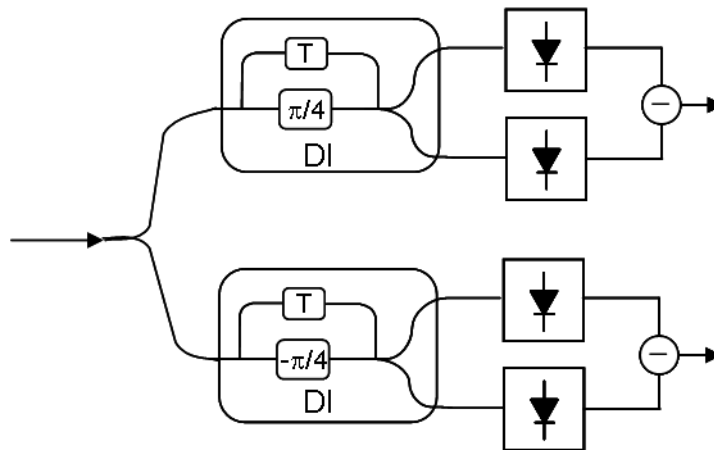


**Figura 3.18** – Configuração de um transmissor DQPSK utilizando dois MZMs em paralelo.



**Figura 3.19** – Espectros ópticos do NRZ-DQPSK. E RZ-DQPSK 33%. [2].

O receptor DQPSK consiste basicamente de dois receptores DPSK balanceados, mas com diferenças de fase nos braços dos DIs de  $+\pi/4$  e  $-\pi/4$ . O sinal DQPSK é primeiro dividido em duas partes iguais, os quais são inseridos nos dois receptores DPSK balanceados em paralelo para demodular simultaneamente os dois sinais binários contidos no DQPSK [1, 106]. A configuração do receptor DQPSK é mostrada na Fig. 3.20.



**Figura 3.20** – Configuração de um receptor DQPSK.

A vantagem do DQPSK é que, para a mesma taxa de dados, a taxa de símbolos transmitida é reduzida por um fator de dois. Em consequência, o espectro ocupado pelo DQPSK é reduzido, o que se traduz numa redução por exigência de largura de banda para o transmissor e receptor [106]. Além disso, o espectro comprimido do DQPSK possibilita alta eficiência espectral em sistemas WDM [1, 29, 31], bem como uma maior tolerância à dispersão cromática [1, 31]. Sua maior duração de símbolo comparada aos formatos OOK, torna o DQPSK mais robusto à PMD [1, 2, 106].



### RESULTADOS NUMÉRICOS

#### 4.1 - INTRODUÇÃO

Este capítulo apresenta alguns resultados obtidos de simulações computacionais. É feita uma comparação entre alguns formatos de modulação em relação à sensibilidade do receptor em termos de relação sinal-ruído óptica (OSNR – *Optical Signal Noise Ratio*) na configuração em que o transmissor está diretamente ligado ao receptor (*back-to-back*). Foi analisada também a variação da penalidade, para uma BER de  $10^{-12}$ , do receptor após a passagem do sinal por 10 filtros ópticos em cascata para comparar a tolerância dos tipos de modulação sob análise ao cascadeamento de filtragem óptica. Foram realizadas simulações para analisar a tolerância dos formatos de modulação à dispersão residual e aos efeitos não-lineares. São apresentados, também, resultados de simulações referentes à transmissão de 40 Gb/s através de um enlace óptico de 160 km de extensão sem amplificação, utilizando parâmetros reais de um enlace real. Estas simulações comparam o desempenho dos formatos NRZ-OOK, RZ-OOK 50%, RZ-OOK 33% e CSRZ neste enlace cuja transmissão a taxas de 40 Gb/s, está fortemente limitada por efeitos não-lineares. Além disso, são apresentados os resultados de simulações referentes a um enlace experimental da Rede *KyaTera*, um projeto cooperativo do estado de São Paulo para o estudo de tecnologias de Internet avançada [122]. Este enlace experimental interliga a Unicamp e a Escola de Engenharia de São Carlos da Universidade de São Paulo (EESC/USP) e tem aproximadamente 170 km de comprimento. Foram analisados neste enlace os formatos NRZ-OOK, RZ-OOK 33%, RZ-AMI 33%, CSRZ, NRZ-DPSK e o RZ-DPSK 33%. Por fim, faz-se uma consideração sobre os custos relacionados a cada formato de modulação.

As simulações foram realizadas utilizando o software comercial *Optisystem* versão 7.0, da empresa canadense *Optiwave Systems Inc.*

## 4.2 - SENSIBILIDADE DO RECEPTOR

Foram realizadas simulações para validar os resultados deste trabalho em concordância com a literatura. Obteve-se a sensibilidade do receptor de alguns formatos de modulação e fez-se a comparação com a Ref. [1], que é um artigo clássico na área e serviu de base para um capítulo do livro da Ref. [2]. Os parâmetros de simulação utilizados no presente trabalho são mostrados na Tab. 4.1. A BER de referência utilizada foi de  $10^{-3}$ , a mesma utilizada pelas Ref. [1] e [2]. A Tabela 4.2 apresenta os valores das OSNRs, calculadas com banda óptica de 0,1 nm e uma BER de referência de  $10^{-3}$ , em comparação com as obtidas nas Refs [1] e [2]. Os autores desses trabalhos justificaram a escolha desse valor de BER como base, levando em conta a utilização de uma técnica de correção de erros (FEC) que permite corrigir valores de BER em torno de  $10^{-3}$  para valores abaixo de  $10^{-16}$ . A taxa de bits usada nas simulações foi de 42,7 Gb/s, que é representativa de sistemas com 40 Gb/s de dados adicionado com 7% de bits redundantes para a utilização da FEC, conforme é usual em sistemas a fibra óptica [1, 2].

**Tabela 4.1.** Parâmetros de simulação

Parâmetro	Valor
Decaimento do pulso elétrico	Exponencial
Tempos de subida e descida do pulso elétrico	8 ps
Frequência do laser	193,1 THz (1552,52 nm)
Largura de linha do laser	10 MHz
Razão de extinção do MZM	20 dB
Figura de ruído dos EDFAs	5 dB
Formato do filtro óptico	Gaussiano de 2ª ordem
Largura de banda de 3 dB do filtro óptico	85 GHz
Corrente de escuro do fotodiodo	10 nA
Responsividade do fotodiodo pin	1 A/W
Ruído térmico do fotodiodo	$1 \times 10^{-22}$ W/Hz
Formato do filtro passa-baixa do Receptor	Bessel de 4ª ordem
Frequência de corte do filtro passa-baixa do Rx	30 GHz
Número de bits de simulação	1024 bits
Taxa de amostragem	32 amostras/bit

Observa-se na Tab. 4.2 que os valores das OSNRs requeridas no receptor para uma BER igual a  $10^{-3}$ , não são iguais. Isto é razoável tendo em vista que as Refs. [1] e [2] não apresentam todos os parâmetros de simulação utilizados. Portanto, alguns dos parâmetros de simulação podem ser diferentes. Outro fator a ser considerado é que a técnica usada pelos autores de [1] e [2] para estimar a BER leva em conta estatísticas de ruído não-gaussiano, através das expansões das séries de Karhunen-Loève, enquanto que a BER utilizada no presente trabalho baseia-se nas estatísticas de ruído gaussiano. Apesar disso, percebe-se na Tab. 4.2 que os

valores das OSNRs requeridas no receptor obtidas neste trabalho são compatíveis com os valores apresentados em [1] e [2].

**Tabela 4.2** – OSNR (0,1 nm) requerida pelo do receptor para taxas de dados @ 42,7 Gb/s obtidas neste trabalho e das Refs. [1] e [2]. (BER =  $10^{-3}$ )

FORMATO DE MODULAÇÃO	OSNR no Rx (dB) obtida neste trabalho	Diferença em relação ao NRZ-OOK (dB) neste trabalho	OSNR no Rx (dB) obtida das Refs. [1] e [2.]	Diferença em relação ao NRZ-OOK (dB) nas Refs. [1] e [2]
NRZ-OOK	13,2	0,0	15,9	0,0
RZ 50%	11,7	-1,5	14,4	-1,5
DB	13,8	0,6	16,6	0,7
CSRZ	12,2	-1,0	14,9	-1,0
RZ-AMI-33%	11,1	-2,1	13,4	-2,5
NRZ-DPSK	8,6	-4,6	11,7	-4,2
RZ-DPSK 50%	7,0	-6,2	11,1	-4,8
NRZ-DQPSK	10,8	-2,4	13,2	-2,7
RZ - DQPSK 50%	9,3	-3,9	12,2	-3,7

A sensibilidade *back-to-back* do receptor foi comparada para alguns formatos de modulação de intensidade (NRZ, RZ 50%, RZ 33%, DB, CSRZ e RZ-AMI 33%) e de fase (NRZ-DPSK, RZ-DPSK 33%, NRZ-DQPSK e RZ-DQPSK 33%) com pré-amplificação e validada por resultados conhecidos da literatura [1] para uma BER de  $10^{-3}$ . Entretanto, para efeitos dessa tese, a sensibilidade é baseada na OSNR requerida na saída do pré-amplificador para uma BER =  $10^{-12}$ , um valor considerado mais adequado para avaliação de desempenho sistêmico. A configuração dos transmissores e receptores utilizada no software *Optisystem 7.0* para os formatos de modulação analisados neste trabalho são exibidas no Apêndice. Utilizou-se um modelo de pré-amplificador ideal com figura de ruído de 5 dB e potência de saída configurada para -5 dBm. Após o pré-amplificador inseriu-se um filtro óptico passa-faixa, gaussiano de 2ª ordem, com largura de banda de 85 GHz (0,68 nm); tal largura de banda do filtro é típica de sistemas WDM com espaçamento de 100 GHz [1]. Após a detecção é feita a filtragem elétrica do sinal, por meio de um filtro de Bessel passa-baixas de 4ª ordem, com frequência de corte de 3 dB de 30 GHz. Os parâmetros utilizados nas simulações são mostradas na Tab. 4.1. A sensibilidade foi baseada numa BER =  $10^{-12}$ , estimada assumindo-se ruído gaussiano. As sensibilidades em *back-to-back* para uma BER =  $10^{-12}$ , bem como  $10^{-3}$  (validação dos resultados) para cada formato de modulação simulado, estão apresentadas na Tabela 4.2.

Conforme pode ser observado nessa tabela, os formatos RZ requerem uma menor OSNR em relação aos seus equivalentes NRZ para a mesma BER. Isto se dá porque o impacto provocado pela interferência intersimbólica (ISI - *Intersymbol Interference*) proveniente de ruídos de batimentos no receptor é reduzido em formatos RZ [123-125].

**Tabela 4.3** - Sensibilidade do receptor para taxas de dados @ 40 Gb/s (BER =  $10^{-12}$ )

Formato de modulação	OSNR no Rx (dB)	
	<i>Back-to-back</i>	Após 10 Filtros
NRZ-OOK	19,9	20,8
RZ-OOK 50%	18,4	21,4
RZ-OOK 33%	18,2	22,7
DB	20,9	20,1
CSRZ	18,8	19,8
RZ-AMI 33%	17,6	19,4
NRZ-DPSK	16,0	17,0
RZ-DPSK 33%	14,0	15,8
NRZ-DQPSK	19,7	20,2
RZ-DQPSK 33%	16,2	17,0

O duobinário (DB) requer uma OSNR 1 dB maior que o NRZ-OOK. Esta penalidade em relação ao NRZ-OOK se deve à abertura de olho em forma de “V” (Vide Fig. 3.10), o que degrada a detecção do bit “0”, e também é causada pela filtragem utilizada ser maior que o valor ótimo [1, 126]. É mostrado em [126] que o valor ótimo da largura de banda de 3 dB do filtro óptico antes da fotodetecção está entre 30 e 40 GHz para sinais DB a 40 Gb/s, bem abaixo do valor empregado nas simulações deste trabalho, que foi de 85 GHz. Os formatos de modulação de fase são mais sensíveis que o NRZ-OOK, sendo que o RZ-DPSK 33% apresentou a maior sensibilidade em relação ao NRZ-OOK dentre todos os formatos analisados neste trabalho, uma sensibilidade 5,9 dB melhor que o NRZ-OOK.

Foram feitas simulações para analisar a tolerância dos formatos de modulação ao cascadeamento de filtragem óptica. Esta consideração é importante, tendo em vista a tendência atual para o emprego de redes ópticas roteadas opticamente com múltiplos multiplexadores ópticos de inserção/derivação (OADMs - *Optical add/dropp multiplexers*) e alta eficiência espectral [1]. Esses tipos de redes representam uma concatenação de filtros ópticos para muitos dos canais que atravessam diversos multiplexadores e demultiplexadores ópticos. Esta concatenação reduz a largura de banda do filtro óptico global e causa distorções no sinal [1]. Por isso, é desejável que os formatos de modulação ópticos sejam resistentes à intensa filtragem óptica. A fim de avaliar a resistência dos formatos de modulação óptica à

concatenação de filtragem óptica, foram realizadas simulações em que foram inseridos 10 filtros ópticos passa-faixa em cascata entre o transmissor e o receptor. Os filtros ópticos utilizados são do tipo gaussiano, de 2ª ordem, com largura de banda de 85 GHz e têm os comprimentos de onda centrais perfeitamente alinhados à frequência do sinal. Assim, verificou-se a variação da sensibilidade para cada formato, com os 10 filtros concatenados em relação à sensibilidade obtida sem esses filtros. Os resultados podem ser visualizados na 3ª coluna da Tab. 4.3. Os formatos RZ, que apresentam melhor sensibilidade na configuração *back-to-back* em relação aos seus equivalentes NRZ, sofrem uma maior penalidade na OSNR, indicando que possuem uma menor resistência à filtragem óptica em cascata que os sinais NRZ.

A Tabela 4.4 apresenta as penalidades de OSNR dos formatos analisados em relação à configuração *back-to-back*, em decorrência da inserção dos 10 filtros ópticos cascadeados entre o transmissor e o receptor. Novamente pode ser visto que os formatos RZ são os mais penalizados, sendo que os RZ-OOK 50% e 33% sofrem a maior penalidade entre todos, 3 e 4,5 dB respectivamente. Os formatos RZ-OOK, que mostram ser mais sensíveis em relação ao NRZ-OOK na configuração *back-to-back*, tornam-se o oposto após a inserção dos 10 filtros ópticos. Tal penalidade de OSNR sofrida pelos sinais RZ é devida ao largo espectro apresentado por eles, o que os torna pouco tolerantes à intensa filtragem óptica.

**Tabela 4.4**– Penalidade de OSNR devido ao cascadeamento de 10 filtros ópticos @ 40 Gb/s (BER =  $10^{-12}$ )

Formato de modulação	Penalidade de OSNR (dB) após 10 filtros em cascata
NRZ-OOK	0,9
RZ 50%	3,0
RZ 33%	4,5
DB	-0,8
CSRZ	1,0
RZ-AMI-33%	1,8
NRZ-DPSK	1,0
RZ-DPSK 33%	1,8
NRZ-DQPSK	0,5
RZ-DQPSK 33%	0,8

O formato DB foi o único que apresentou uma penalidade negativa, -0,8 dB, ou seja, com a inserção dos 10 filtros ópticos no sistema o DB requer uma OSNR 0,8 dB menor que no caso *back-to-back*. O DB mostrou-se, portanto, ser mais tolerante à filtragem óptica intensa devido à sua ocupação espectral mais estreita. O DB contém cerca de metade da largura espectral do

NRZ-OOK. Portanto, o DB suporta filtragem óptica mais estreita que um sinal binário do tipo NRZ, permitindo assim que mais ruído ASE seja removido, o que reduz as degradações decorrentes dos ruídos de batimentos ASE-ASE e sinal-ASE na fotodetecção [126]. O NRZ-DQPSK, em decorrência de seu espectro estreito, também mostra ser bem tolerante ao cascadeamento de filtragem óptica, apresentando uma penalidade de 0,5 dB em relação à configuração *back-to-back*

### 4.3 TOLERÂNCIA À DISPERSÃO

Fez-se uma avaliação da tolerância de alguns formatos de modulação à dispersão cromática. Simulações foram realizadas utilizando uma fibra convencional (também conhecida como SMF, do inglês *Single Mode Fiber*, padronizada pela norma ITU-T G.652), sem perdas entre o transmissor e o receptor. Utilizou-se um pré-amplificador com figura de ruído de 5 dB seguido por um filtro óptico passa-faixa de 85 GHz de largura de banda de 3 dB. Efeitos não-lineares foram desabilitados da fibra. A tolerância à dispersão, para uma penalidade de 2 dB, é apresentada na Tabela 4.5. Conforme se pode notar, os formatos RZ são menos tolerantes à dispersão cromática em comparação com os formatos NRZ. Seu largo espectro os torna mais suscetíveis aos efeitos da dispersão cromática.

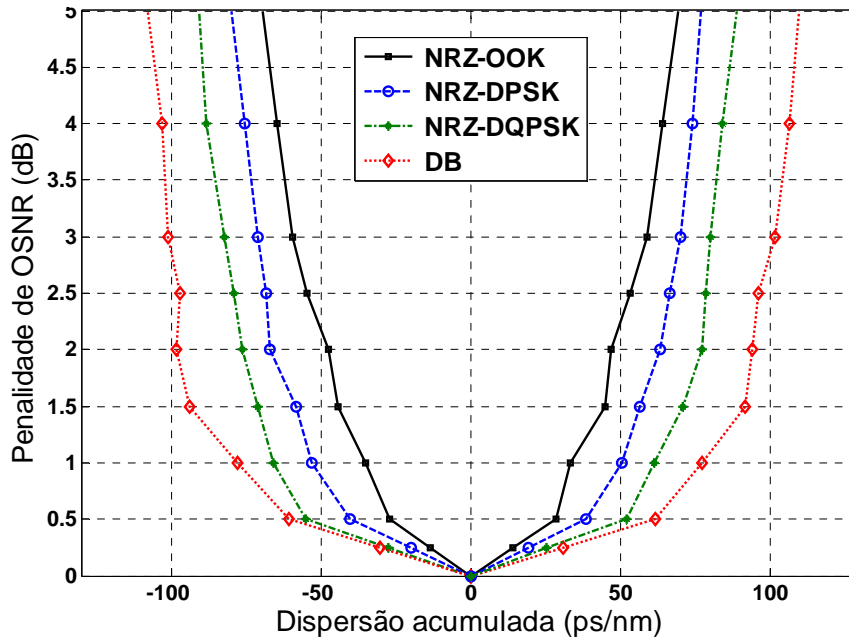
O DB oferece a maior tolerância à dispersão entre todos os formatos analisados. Essa característica do DB foi explicada na seção 3.5.6. Conforme abordado naquela seção, a codificação na qual existe uma diferença de fase em  $\pi$  entre bits “1”s separados por um número ímpar de bits “0”s faz com que a energia dispersa dos pulsos de fase oposta interfira destrutivamente, reduzindo assim o efeito da dispersão. A ocupação espectral mais estreita, conforme pode ser visualizada na Fig. 3.10, também explica a resistência do DB à dispersão. Os formatos NRZ-DPSK e NRZ-DQPSK também apresentam boa tolerância à dispersão. A Figura 4.1 mostra o gráfico comparativo da tolerância à dispersão residual, para os formatos mais tolerantes à dispersão que são o DB, NRZ-DPSK e NRZ-DQPSK em comparação com o NRZ-OOK para diversas penalidades de OSNR. O NRZ-DQPSK apresenta uma boa tolerância à dispersão acumulada devido ao seu espectro estreito, cerca de metade em relação ao NRZ-OOK (vide Fig. 3.20 da seção 3.6.5), visto que a taxa de símbolos transmitida é metade da taxa de dados gerados no transmissor. O NRZ-DPSK apresenta uma tolerância razoável ao acúmulo de dispersão em relação ao NRZ-OOK. Isto pode ser explicado pela forma em que o sinal é detectado no receptor. A dispersão faz com que os pulsos se

sobreponham causando distorção nos níveis de amplitude do sinal. No entanto, a detecção nos formatos de fase diferencial se dá, não pelos níveis de amplitude, mas pela diferença de fase entre os bits adjacentes que são convertidos em níveis de amplitude. Por isso, os efeitos dispersivos são reduzidos em formatos que modulam a fase.

**Tabela 4.5** - Tolerância à dispersão acumulada de diversos formatos de modulação óptica para uma penalidade de 2 dB @ 40 Gb/s e BER =  $10^{-12}$ .

Formato de modulação	dispersão acumulada (ps/nm) (penal. 2 dB)
NRZ-OOK	94,0
RZ 50%	75,0
RZ 33%	69,0
DB	193,0
CSRZ	52,0
RZ-AMI-33%	62,0
NRZ-DPSK	130,0
RZ-DPSK 33%	73,0
NRZ-DQPSK	153,0
RZ-DQPSK 33%	135,0

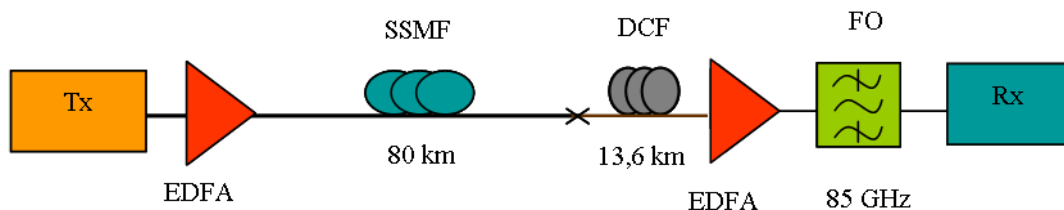
Conforme abordado no capítulo 2, embora sejam utilizados dispositivos compensadores de dispersão, estes deixam alguma dispersão residual, inclusive em sistemas monocanal. Isto se dá porque, mesmo com compensação total da dispersão em determinado comprimento de onda, os demais comprimentos de onda contidos no espectro de um pulso óptico, experimentam os efeitos dispersivos de mais alta ordem [17]. Além do mais, em sistemas DWDM, o parâmetro de variação da dispersão,  $S$  (do inglês, *slope*), em função do comprimento de onda, faz com que os canais mais afastados daquele que está recebendo compensação total tenham resíduos de dispersão. Portanto, é difícil compensar completamente a dispersão para todos os canais simultaneamente. Outro fator a ser levado em consideração é que os dispositivos compensadores de dispersão comerciais são fabricados para compensar valores de dispersão acumulada específicos, ou seja, nem sempre o dispositivo compensará completamente a dispersão acumulada para o enlace de interesse, deixando dispersão residual. Formatos de modulação que são resistentes à dispersão residual são desejáveis para transpor essas dificuldades.



**Figura 4.1** – Tolerância à dispersão acumulada para várias penalidades de OSNR para as modulações NRZ-OOK , NRZ-DPSK, NRZ-DQPSK e DB.

#### 4.4– TOLERÂNCIA AOS EFEITOS NÃO-LINEARES

A tolerância aos efeitos não-lineares monocanais foi analisada pela transmissão de um sinal óptico através de um único enlace sem repetidor (*span*) e com dispersão completamente compensada. Comparou-se a penalidade de OSNR resultante para uma BER igual a  $10^{-12}$ , para várias potências médias de entrada no *span*, que consiste de uma fibra SMF de 80 km seguida de uma DCF de 13,6 km, conforme mostrado na Fig. 4.2. Os parâmetros das fibras utilizadas nas simulações constam da Tabela 4.6.



**Fig. 4.2** - Esquemático do enlace utilizado nas simulações para análise da tolerância ao SPM.  
**Tx**: Transmissor (1552,52 nm); **EDFA** (*Erbium Doped Fiber Amplification*): Amplificador a fibra dopada com érbio; **SSMF** (*Standard single mode fiber*): Fibra monomodo padrão; **DCF** (*Dispersion Compensating Fiber*): Fibra compensadora de dispersão ;**FO**: filtro óptico; **Rx**: Receptor.



**Tabela 4.6** - Parâmetros das fibras SMF e DCF utilizadas nas simulações.

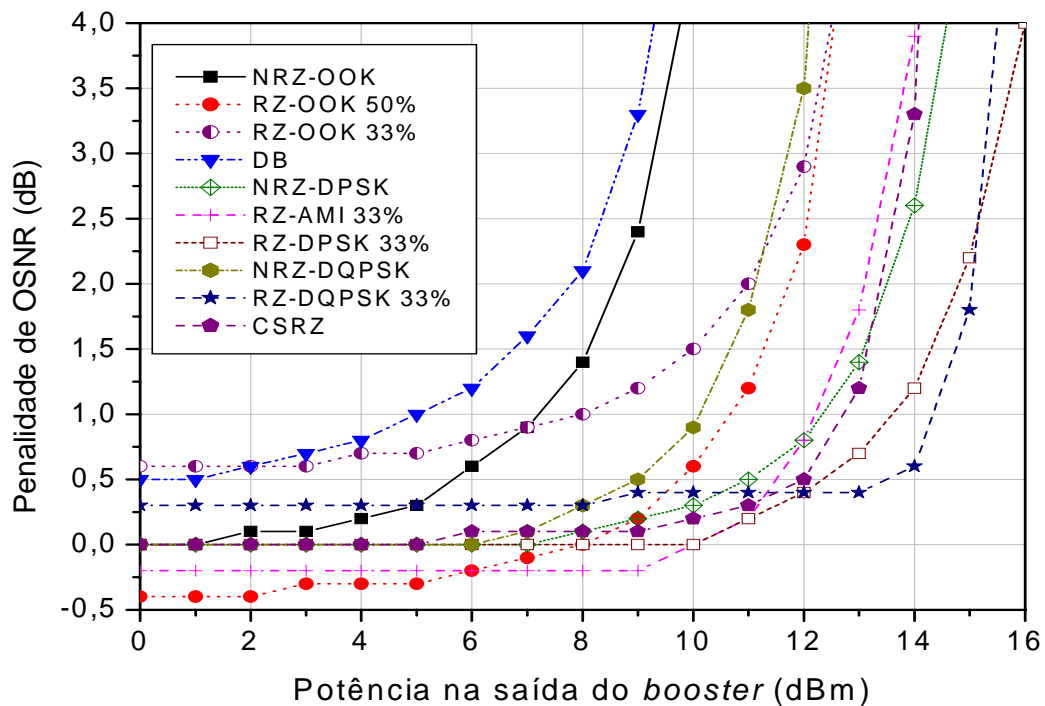
	D (ps/nm.km)	S (ps/nm <sup>2</sup> .km)	Atenuação (dB)	A <sub>eff</sub> (μm <sup>2</sup> )	n <sub>2</sub> (m <sup>2</sup> /W)	γ (1/W.km)
SMF	17	0,075	0,2	80	2,6 x 10 <sup>-20</sup>	1,32
DCF	-100	-0,34	0,5	19	3,69 x 10 <sup>-20</sup>	7,87

As potências máximas de entrada no enlace para uma penalidade de 2 dB, são mostradas na Tabela 4.7. Deve-se ressaltar que esses valores podem apresentar alguma diferença dependendo da configuração do sistema. Entretanto, a análise em questão permite obter conclusões qualitativas sobre a resistência dos formatos de modulação a efeitos não-lineares. Nota-se, na Tab. 4.6, que os formatos que apresentaram os menores valores de potência máxima de transmissão para uma penalidade de 2 dB e uma BER = 10<sup>-12</sup>, foram o DB e o NRZ-OOK. Observa-se que os formatos RZ apresentam uma maior tolerância aos efeitos não-lineares que os seus equivalentes NRZ, permitindo maiores potências de entrada para uma penalidade de 2 dB. Os formatos RZ modulados em intensidade permitiram potências máximas de entrada variando entre 2,3 e 4,8 dB a mais em relação ao NRZ-OOK.

**Tabela 4.7** – Potência máxima de entrada para diversos formatos de modulação @ BER = 10<sup>-12</sup>.

Formato de modulação	Potência máxima [dBm] (penal. 2 dB)
NRZ-OOK	8,7
RZ 50%	11,8
RZ 33%	11,0
DB	7,8
CSRZ	13,5
RZ-AMI-33%	13,1
NRZ-DPSK	13,6
RZ-DPSK 33%	14,8
NRZ-DQPSK	11,2
RZ-DQPSK 33%	15,1

A Figura 4.3 apresenta as curvas para as potências máximas de entrada no *span* para diversas penalidades de potência, para uma BER igual a 10<sup>-12</sup> para os formatos de modulação sob análise. Nessa figura nota-se que o DB e o NRZ são muito penalizados com o aumento de potência transmitida, indicando sua pouca tolerância aos efeitos não-lineares. Os formatos RZ mostram ser mais tolerantes aos efeitos não-lineares.



**Figura 4.3** – Tolerância ao SPM para várias penalidades de potências, para diversos formatos de modulação para uma BER =  $10^{-12}$ .

A razão para o desempenho melhorado dos formatos RZ é que, mesmo que inicialmente eles tenham uma potência de pico muito alta, eles dispersam muito rapidamente devido ao seu espectro mais largo, apresentando picos de potência cada vez mais reduzidos ao longo da propagação, reduzindo assim os efeitos não-lineares [68]. Os sinais modulados na fase toleram altas potências de entrada para uma BER =  $10^{-12}$  demonstrando assim sua alta resistência aos efeitos não-lineares. Nota-se na Fig. 4.3 que alguns formatos apresentam penalidades negativas para baixas potências, como é o caso do RZ AMI 33% e RZ OOK 50%. Por outro lado, formatos como RZ-OOK 33%, DB e RZ-DQPSK 33% sofrem penalidades positivas para baixas potências. Visto que para baixas potências não deveria ocorrer penalidades, acredita-se que essa penalização deve-se ao limite de incerteza de  $\pm 0,5$  dB apresentado pelo software utilizado. É interessante notar que existe uma relação de compromisso entre a tolerância à dispersão e a tolerância aos efeitos não-lineares. Os sinais de espectro mais largo são menos tolerantes à dispersão, mas têm boa tolerância às não-linearidades. O DB oferece muito boa tolerância à dispersão em regime linear, porém pobre tolerância aos efeitos não-lineares [68]. O formatos de modulação de fase mostram ter uma boa tolerância a ambos os efeitos.

#### 4.5 - TRANSMISSÃO DE 40 GB/S POR UM ENLACE ÓPTICO DE 160 KM SEM REPETIÇÃO

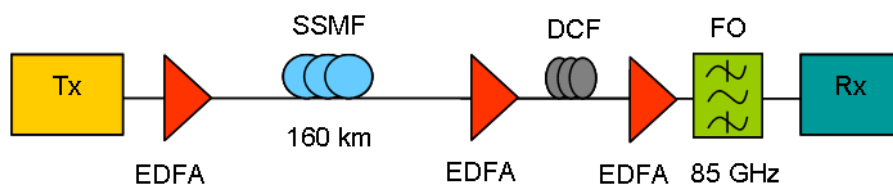
Realizou-se uma análise comparativa entre formatos de modulação em sistemas a fibra óptica com longos *spans*, os quais são fortemente limitados por efeitos não-lineares [127]. Em geral, a literatura tem apresentado resultados referentes a enlaces com *spans* entre 50 km e 120 km [71, 128, 129]. Entretanto, existem muitos enlaces reais em que devido a alguns fatores, tais como a localização das estações, locais inóspitos ou cabos submarinos, não é possível colocar um amplificador de linha numa localização mais adequada. Por isso, muitos sistemas ópticos apresentam enlaces com comprimentos bem longos, acima de 120 km, os quais necessitam de altos níveis de potência óptica de entrada para vencer a alta atenuação sofrida e manter uma OSNR adequada na recepção. Em vista disso, tais enlaces estão fortemente sujeitos a efeitos não-lineares. Em geral, para enlaces longos, lançam-se mãos de técnicas tais como amplificadores com bombeamento remoto ou amplificação Raman. Investigou-se o impacto que a utilização de alguns formatos de modulação óptica têm sobre o desempenho de sistemas com longos *spans*, sem a utilização de amplificação Raman ou de bombeio remoto. O sistema utilizado nas simulações foi baseado nas características de um enlace real, pertencente à Centrais Elétricas do Norte do Brasil S/A - Eletronorte. Tal enlace está situado entre as cidades de Rurópolis e Itaituba no Estado do Pará e tem um comprimento sem repetidores de 160 km, característica adequada para o estudo de formatos associados à redução de efeitos não lineares. As características do enlace são apresentadas na Tab. 4.8. O valor da dispersão é estimado em 18 ps/nm.km, pois não foram feitas medições de campo acerca desse parâmetro. O valor da inclinação da dispersão na fibra transmissora utilizado é de 0,075 ps/nm<sup>2</sup>.km, que é um valor típico para fibras monomodo padrão. Realiza-se a compensação total da dispersão acumulada ao longo do enlace, através de uma fibra compensadora de dispersão (DCF – *Dispersion-compensating fiber*) no final do enlace. A DCF utilizada foi a EWBDK\* cujas características são apresentadas na Tabela 4.8, onde também são mostradas as demais características do enlace simulado. Tal fibra DCF não consta atualmente no enlace, sendo adicionado nas simulações em função da taxa de 40 Gb/s. A configuração do enlace simulado é mostrada na Fig. 4.4.

---

\* Fabricante: OFS – A Furukawa Company.

**Tabela 4.8** - Características do enlace simulado

Características do enlace	Medidas
Comprimento de onda (nm)	1550
Comprimento do enlace (km)	160
Taxa de transmissão (Gb/s)	40
Atenuação total da fibra (dB)	35,2
Área do núcleo da fibra ( $\mu\text{m}^2$ )	80
Coefficiente não-linear da fibra ( $\text{m}^2/\text{W}$ )	$2,6 \times 10^{-20}$
Dispersão cromática da fibra (ps/nm.km)	18
Inclinação da dispersão (ps/nm <sup>2</sup> .km)	0,075
Comprimento da DCF (km)	24
Dispersão da DCF (ps/nm.km)	-120
Inclinação da dispersão (ps/nm <sup>2</sup> .km)	-0,43
Área do núcleo da DCF ( $\mu\text{m}^2$ )	21
Coefficiente não-linear da DCF ( $\text{m}^2/\text{W}$ )	$2,7 \times 10^{-20}$
Fusões, conectorizações e margem (dB)	8,92



**Fig. 4.4** - Diagrama esquemático do enlace utilizado nas simulações. **Tx**: Transmissor; **EDFA** (*Erbium Doped Fiber Amplifier*): Amplificador a fibra dopada com érbio; **SSMF** (*Standard single mode fiber*): Fibra monomodo padrão; **DCF** (*Dispersion Compensating Fiber*): Fibra compensadora de dispersão; **FO**: filtro óptico; **Rx**: Receptor.

Utiliza-se um EDFA logo após o transmissor, operando como amplificador de potência para injetar altos níveis de sinal óptico na fibra. Após a fibra de transmissão, outro EDFA é utilizado com ganho ajustado para que a potência do sinal óptico na entrada da DCF seja de -5 dBm para o caso monocanal, e 1 dBm (-5 dBm por canal) para o sistema WDM de 4 canais. Após a DCF, é inserido um EDFA que visa compensar totalmente a atenuação da mesma.

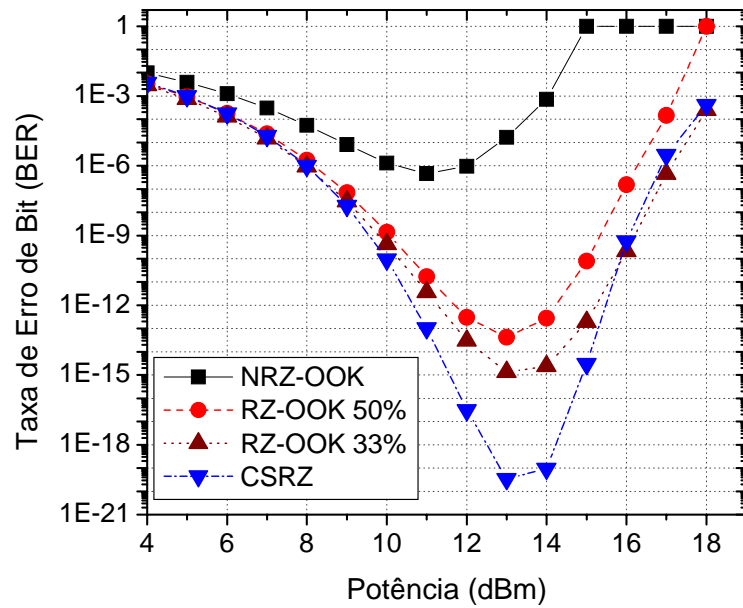
As simulações foram realizadas tendo como objetivo analisar a possibilidade de se implantar um sistema com taxas de transmissão de 40 Gb/s em enlaces semelhantes ao que está sob análise. Foram simulados dois tipos de sistemas: um monocanal de 40 Gb/s e um sistema WDM de 4 canais com 40 Gb/s cada, tendo um espaçamento entre canais de 100 GHz. O desempenho do sistema é analisado pela BER. A BER máxima considerada satisfatória é de  $10^{-12}$ . Os parâmetros utilizados nas simulações estão contidos na Tabela 4.8.

**Tabela 4.9.** Parâmetros de simulação

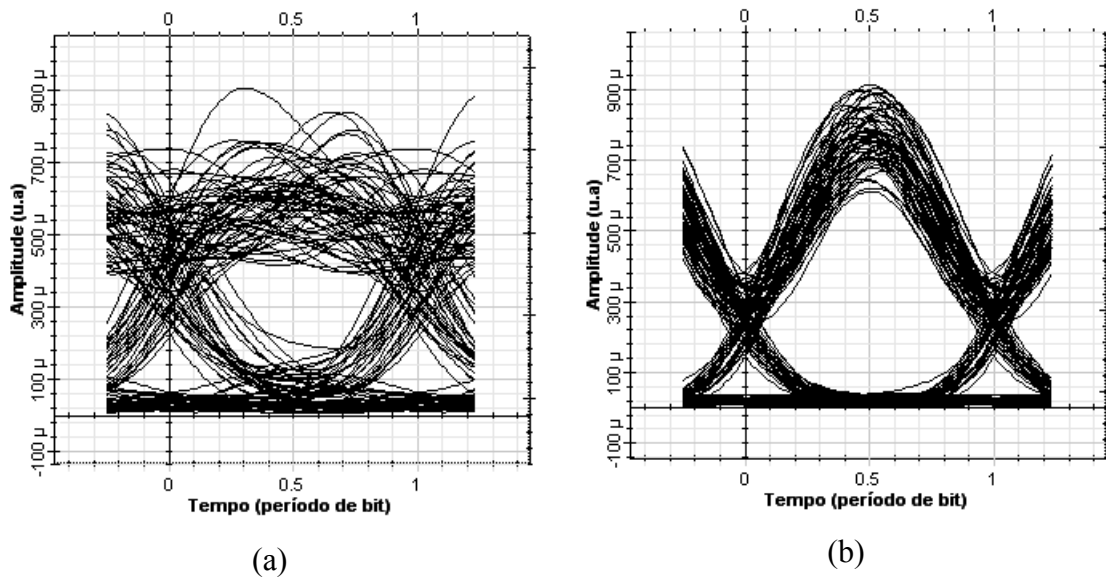
Parâmetro	Valor
Decaimento do pulso elétrico	Exponencial
Tempos de subida e descida do pulso elétrico	8 ps
Frequência do laser	193,1 THz
Largura de linha do laser	10 MHz
Razão de extinção do MZM	20 dB
Figura de ruído dos EDFAs	5 dB
Formato do filtro óptico	Gaussiano de 1ª ordem
Largura de banda de 3 dB do filtro óptico	85 GHz
Corrente de escuro do fotodiodo	10 nA
Responsividade do fotodiodo pin	1 A/W
Ruído térmico do fotodiodo	$1 \times 10^{-22}$ W/Hz
Formato do filtro passa-baixa do Receptor	Bessel de 4ª ordem
Frequência de corte do filtro passa-baixa do Rx	30 GHz
Número de bits de simulação	128 bits
Taxa de amostragem	64 amostras/bit

#### 4.5.1 - Sistema de 40 Gb/s monocanal

Realizou-se uma varredura de potência na saída do amplificador de potência, na faixa de 4 dBm a 18 dBm, para os formatos de modulação NRZ-OOK, RZ-OOK 50%, RZ-OOK 33% e CSRZ. Obtiveram-se valores de BER para cada nível de potência injetada na fibra SMF, para cada um dos formatos de modulação já mencionados. O gráfico com as curvas da BER em função da potência transmitida para cada formato de modulação pode ser visualizado na Fig. 4.5. Observa-se nesta Figura, que as curvas da BER para todos os formatos decrescem até determinado nível de potência transmitida, e a partir de então a curva da BER inverte sua tendência. Isto se dá porque, à medida que o nível de potência aumenta, o valor da OSNR também aumenta, diminuindo assim a taxa de erros de bit. Entretanto, a um determinado nível de potência transmitida, os efeitos não-lineares passam a degradar o sinal, e a alta OSNR obtida da transmissão de um alto nível de potencia óptica, não é suficiente para recuperar o sinal na recepção, resultando assim numa alta taxa de erros de bit.



**Fig. 4.5** - BER x potência transmitida na fibra para os formatos de modulação NRZ-OOK, RZ-OOK 50%, RZ-OOK 33% e CSRZ.



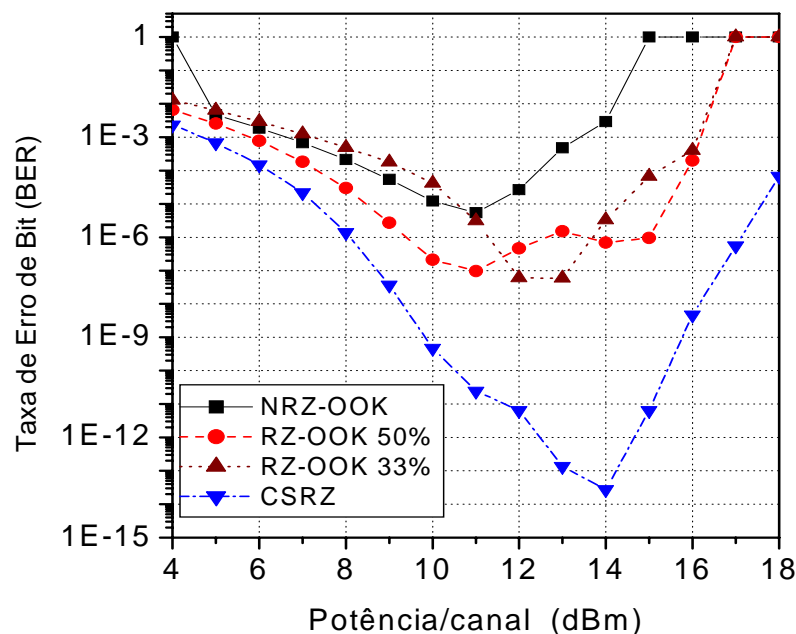
**Fig. 4.6** - Diagrama de olho dos sinais a 40 Gb/s após transmissão, para potência transmitida de 13 dBm, nos formatos (a) NRZ e (b) CSRZ.

Percebe-se claramente através da Fig. 4.5, que o formato NRZ não apresenta um desempenho satisfatório para o enlace simulado, sendo que sua BER mínima está em torno de  $10^{-6}$  para uma potência de entrada de 11 dBm. O diagrama de olho do formato NRZ no final do enlace,

para uma potência de transmissão de 13 dBm, é mostrado na Fig. 4.6 (a). Percebe-se pela assimetria do diagrama de olho, que o sinal NRZ está degradado por efeitos não-lineares [12]. Os formatos RZ-OOK 33%, RZ-OOK 50% e CSRZ têm um desempenho satisfatório apresentando uma BER máxima de  $10^{-12}$  numa certa faixa de potência. O formato RZ 33% é duas ordens de grandeza superior ao RZ 50%. O formato CSRZ mostrou ter um desempenho bem superior sobre todos os demais, apresentando uma maior faixa de potência (aproximadamente 4 dB) para uma BER máxima de  $10^{-12}$ , apresentando também os menores valores de BER dentro dessa faixa. O diagrama de olho do CSRZ no final do enlace, para uma potência de transmitida de 13 dBm é apresentado na Fig. 4.6 (b). Para fins de comparação, os diagramas de olho para os formatos NRZ-OOK e CSRZ, obtidos no final do enlace para a mesma potência de transmissão de 13 dBm, são colocados lado a lado na Fig. 4.6. Ao contrário do diagrama de olho do NRZ-OOK, exibido na Fig. 4.6 (a), o diagrama de olho do CSRZ apresenta uma certa simetria, demonstrando assim sua resistência aos efeitos não-lineares.

#### **4.5.2 – Sistema WDM de 4 canais de 40 Gb/s**

Simulou-se também um sistema WDM de 4 canais de 40 Gb/s cada um, com espaçamento entre canais de 100 GHz (vide Tabela 4.9). Variou-se a potência de entrada na fibra de 4 a 18 dBm por canal, para os formatos NRZ-OOK, RZ-OOK 50%, RZ-OOK 33% e CSRZ. Os resultados indicaram que apenas o formato CSRZ alcançou uma BER máxima de  $10^{-12}$ . As curvas da BER para os formatos de simulação simulados são mostradas na Fig. 4.7 e são referentes ao canal 4. Conforme indicado nessa Figura, a BER mínima de cerca de  $2,3 \times 10^{-14}$ , ocorre para o formato CSRZ para potência transmitida de 14 dBm por canal, resultando numa potência total transmitida de 20 dBm. Os valores da BER e os diagramas de olho na recepção para os 4 canais, com potência de 14 dBm por canal, podem ser visualizados na Tabela 4.9. O sistema WDM de 4 canais, obviamente é muito mais restritivo que o sistema monocanal. Os formatos NRZ-OOK, RZ-OOK 50%, RZ-OOK 33% não atingem um desempenho satisfatório. O formato CSRZ mostrou ser o único capaz de garantir uma recepção de dados com alta confiabilidade, ainda que em uma faixa de potência de aproximadamente 2 dB (entre 12,5 dBm e 14,5 dBm).



**Fig. 4.7** - BER x potência de entrada na fibra por canal para os formatos NRZ-OOK, RZ-OOK 50%, RZ-OOK 33% e CSRZ. As curvas são referentes ao canal 4.

**Tabela 4.10** - BER dos quatro canais WDM de 40 Gb/s, para potência de entrada na fibra de 14 dBm, por canal.

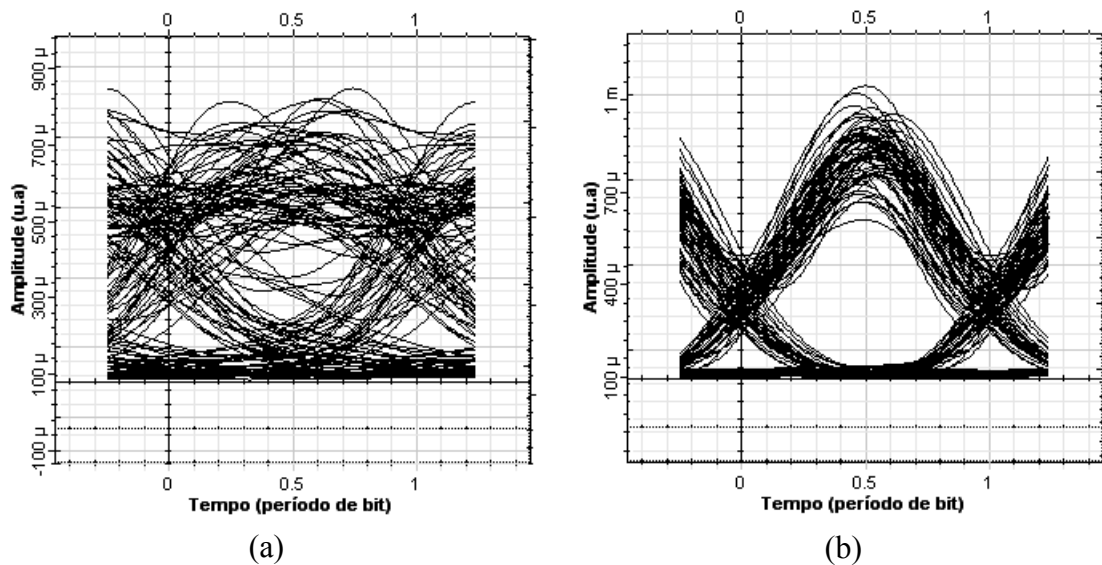
Canal	Frequência (THz)	Comprimento de onda (nm)	BER	Diagrama de olho
1	193,1	1552,52	$1,3 \times 10^{-13}$	
2	193,2	1551,72	$2,3 \times 10^{-13}$	
3	193,3	1550,92	$1,2 \times 10^{-13}$	
4	193,4	1550,12	$2,7 \times 10^{-14}$	

A Figura 4.8 apresenta os diagramas de olho dos sinais NRZ-OOK e CSRZ na recepção, para uma potência transmitida de 14 dBm. Nota-se claramente que o sinal NRZ-OOK é totalmente degradado pelos efeitos não-lineares, enquanto o sinal CSRZ mantém um olho bem aberto e com uma certa simetria.

O formato CSRZ mostra ser uma alternativa interessante para transmissão de taxas de 40 Gb/s em enlaces longos. Dependendo das características do enlace, pode ser que apenas a utilização da modulação CSRZ seja suficiente para garantir uma boa qualidade de transmissão, dispensando a utilização de amplificadores Raman ou de bombeamento remoto. Em outros



casos, em enlaces com atenuação ainda mais alta ou em sistemas WDM com grande número de canais, talvez seja necessário utilizar a modulação CSRZ em combinação com amplificação Raman ou remota. Mas ainda assim, a modulação CSRZ pode ser vantajosa, pois devido à sua boa tolerância a efeitos não-lineares, pode permitir uma menor exigência dos parâmetros envolvidos na amplificação Raman ou remota, tais como quantidade e potência dos lasers de bombeio.

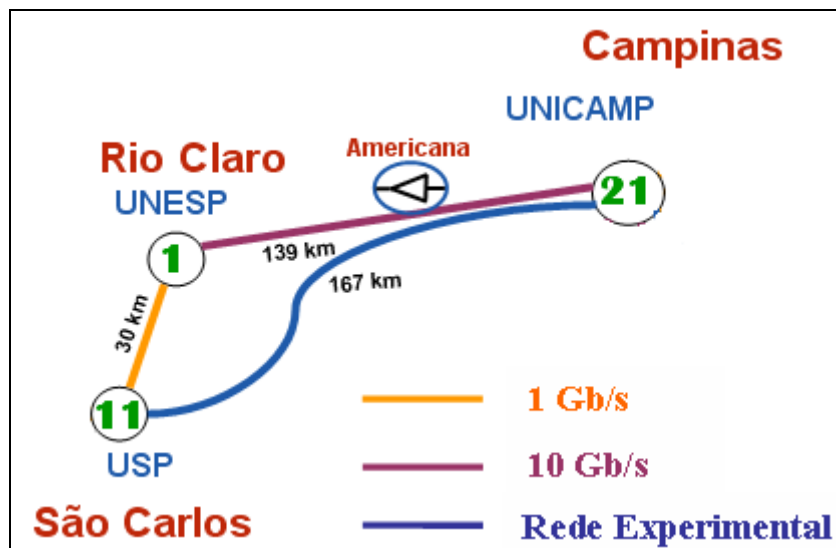


**Fig. 4.8** - Diagrama de olho do canal 4 para o formatos (a) NRZ e (b) CSRZ; para uma potência transmitida de 14 dBm.

#### **4.6 – RESULTADOS DE SIMULAÇÕES DA TRANSMISSÃO DE 40 GB/s POR UM ENLACE, DE 170 KM, DA REDE EXPERIMENTAL KYATERA.**

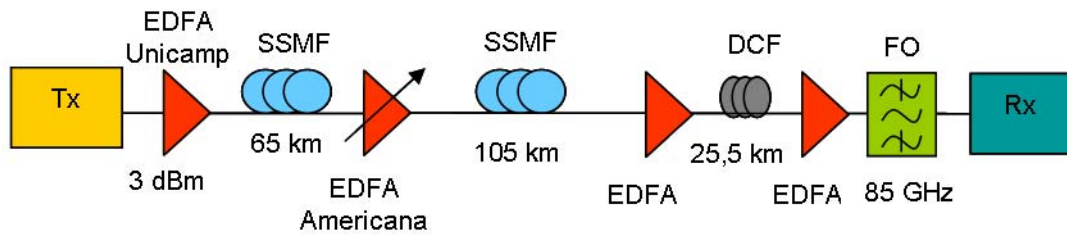
Foram feitas simulações baseadas no enlace experimental da Rede Kyatera, que interliga a Unicamp, em Campinas, SP à USP de São Carlos, SP. Decidiu-se utilizar esse enlace como base para realizar simulações por se tratar de um enlace cujo propósito é viabilizar a realização de experimentos de campo. Portanto, futuramente existe a possibilidade de se realizar estudos experimentais na área de formatos de modulação óptica neste enlace, que tem um cerca de 170 km de comprimento, com atenuação total medida em campo de 58 dB. Suas características de dispersão ainda não foram medidas, mas sabe-se que a fibra é do tipo SMF (G.652), portanto o valor da dispersão usado nas simulações foi de 18 ps/nm.km @ 1550 nm. A Fig. 4.9 apresenta um mapa descritivo deste enlace, cedido pelo grupo do projeto Kyatera.

Atualmente, não há qualquer amplificador de linha no enlace da rede experimental (que não passa por Rio Claro) e a única possibilidade de inserção de um amplificador é na estação de Americana. No entanto, em função da distância elevada, as simulações levaram em conta um amplificador de potência em Americana distante de 65 km em relação à Unicamp, restando assim, para se chegar em São Carlos, um segmento de fibra de 105 km com cerca de 35,8 dB de atenuação. Foi levada em conta uma margem de 3 dB na atenuação total do enlace: 1 dB no primeiro trecho (Campinas - Americana), e 2 dB no segundo (Americana – São Carlos), resultando numa atenuação total de 61 dB (58 dB medido experimentalmente + 3 dB de margem).



**Figura 4.9** – Diagrama do enlace simulado, cedido pela equipe do projeto Kyatera. Utilizou-se nas simulações a rede experimental de 167 km que interliga a Unicamp em Campinas à USP de São Carlos. Considerou-se nas simulações um comprimento de enlace de 170 km. Notar que para a conexão Campinas-São Carlos, via Rio Claro, correspondente à Rede Estável Kyatera, já existe um amplificador de linha em Americana além de um ponto de presença em Rio Claro. Entretanto, esta conexão é reservada.

Em virtude das características do enlace, com alta atenuação a ser vencida, foram analisados formatos de modulação que apresentam resistência aos efeitos não-lineares. Os formatos analisados foram: NRZ-OOK, RZ-OOK 33%, CSRZ, RZ-AMI 33%, NRZ-DPSK e RZ-DPSK 33% para 1 canal de 40 Gb/s e WDM de 4 canais de 40 Gb/s.



**Figura 4.10** – Esquema de configuração do enlace simulado. O EDFA em Americana não consta do enlace real, mas foi inserido nas simulações. **Tx**: Transmissor; **EDFA** (*Erbium Doped Fiber Amplifier*): Amplificador a fibra dopada com érbio; **SSMF** (*Standard single mode fiber*): Fibra monomodo padrão; **DCF** (*Dispersion Compensating Fiber*): Fibra compensadora de dispersão; **FO**: filtro óptico; **Rx**: Receptor.

#### 4.6.1 – Sistema Monocanal

As simulações consistiram na transmissão de 40 Gb/s no sentido Campinas – São Carlos. Foram utilizados nas simulações 1024 bits com 64 amostras por bit. O esquema utilizado nas simulações é mostrado na Fig. 4.10. As características do enlace são mostradas na Tab. 4.10. Apenas os valores de inclinação da dispersão das fibras de transmissão e DCF foram desabilitadas para as simulações do sistema monocanal. O primeiro amplificador, o EDFA na Unicamp, tem sua potência de saída mantida fixa em 3 dBm. Utilizou-se este baixo valor de potência de transmissão em virtude do comprimento do trecho de Campinas à Americana ser pequeno (65 km). Entretanto, a potência de saída do EDFA em Americana é variada entre 4 e 15 dBm. Foi utilizada nas simulações uma DCF EWBDK cujas características são mostradas na Tab.4.11. O comprimento utilizado na DCF foi aquele que permitiu a completa compensação da dispersão acumulada em todo o enlace. Antes da DCF colocou-se um EDFA com ganho ajustado para permitir uma potência de -5 dBm na entrada da DCF. O pré-amplificador óptico utilizado é configurado para apresentar uma potência de saída de -5 dBm. Na saída do pré-amplificador óptico foi utilizado um filtro óptico do tipo gaussiano de 2ª ordem com largura de banda de 3 dB de 85 GHz. Os parâmetros utilizados nas simulações são mostrados na Tab. 4.12.

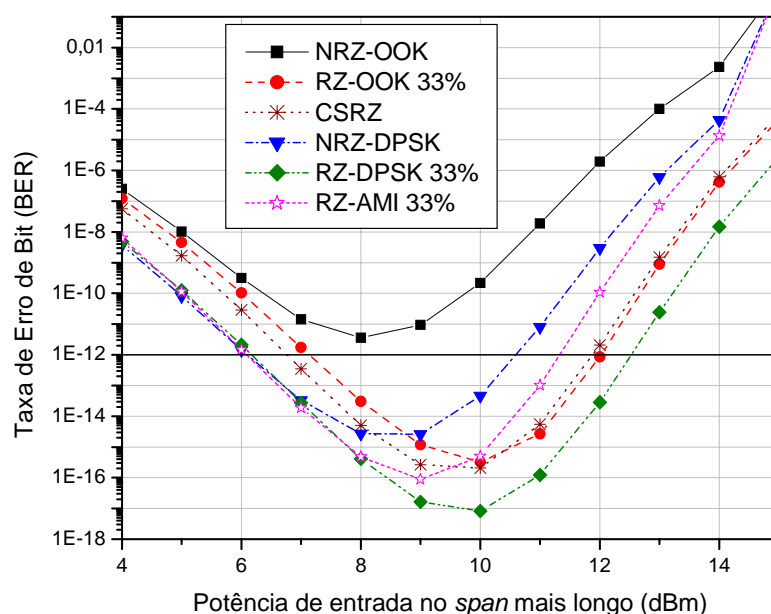
**Tabela 4.11** - Características do enlace experimental do projeto kyatera. A fibra DCF não conta do enlace mas foi incluída nas simulações devido a taxa de 40 Gb/s.

Características do enlace	Medidas
Comprimento de onda	1550 nm
Comprimento do enlace	167 km
Taxa de transmissão	40 Gb/s
Atenuação total da fibra	58 dB
Dispersão cromática a fibra	18 ps/nm.km
Inclinação da dispersão cromática da fibra	0,08 ps/nm <sup>2</sup> .km
Área do núcleo da fibra	80 μm <sup>2</sup>
Coefficiente não-linear da fibra	2,6x10 <sup>-20</sup> m <sup>2</sup> /W
Comprimento da DCF	25,5 km
Dispersão da DCF	-120 ps/nm.km
Inclinação da dispersão cromática da DCF	-0,43 ps/nm <sup>2</sup> .km
Área do núcleo da DCF	21 μm <sup>2</sup>
Coefficiente não-linear da DCF	2,7x10 <sup>-20</sup> m <sup>2</sup> /W

Foram analisados neste enlace os formatos NRZ-OOK, RZ-OOK 33%, CSRZ, RZ-AMI 33%, NRZ-DPSK e o RZ-DPSK 33%. A Figura 4.11 exibe as curvas da BER em função da potência de entrada no segundo *span*, após o EDFA em Americana, para os formatos de modulação sob investigação. Esta Figura nos mostra que o formato de modulação NRZ-OOK foi o único que apresentou valores de BER acima de 10<sup>-12</sup> para toda a faixa de potência transmitida no segundo *span*. Os demais formatos apresentaram uma BER abaixo de 10<sup>-12</sup> para determinadas faixas de potência de acordo com a modulação utilizada.

**Tabela 4.12** - Parâmetros de simulação.

Parâmetro	Valor
Decaimento do pulso elétrico	Senoidal
Tempos de subida e descida do pulso elétrico	10 ps
Frequência do laser	193,1 THz (1552,52 nm)
Largura de linha do laser	10 MHz
Razão de extinção do MZM	20 dB
Figura de ruído dos EDFAs	5 dB
Formato do filtro óptico	Gaussiano de 2ª ordem
Largura de banda de 3 dB do filtro óptico	85 GHz
Corrente de escuro do fotodiodo	10 nA
Responsividade do fotodiodo pin	0,7 A/W
Ruído térmico do fotodiodo	1x10 <sup>-22</sup> W/Hz
Formato do filtro passa-baixa do Receptor	Bessel de 4ª ordem
Frequência de corte do filtro passa-baixa do Rx	30 GHz
Número de bits de simulação	1024 bits
Taxa de amostragem	64 amostras/bit



**Fig. 4.11** - BER x potência de entrada no segundo *span* para os formatos NRZ-OOK, RZ-OOK 33%, RZ-AMI 33%, CSRZ, NRZ-DPSK e RZ-DPSK 33% para 1 canal de 40 Gb/s.

O RZ-DPSK 33% foi o que obteve o valor de BER mais baixo,  $8,3 \times 10^{-18}$  na potência de transmissão de 10 dBm. Ele também foi o que apresentou valores de BER abaixo de  $10^{-12}$  numa maior faixa de potência, cerca de 6,3 dB (6,2 a 12,5 dBm). O formato RZ-AMI 33% atingiu níveis de BER abaixo de  $10^{-12}$  para uma faixa de potência de 5,3 dB (6 a 11,3 dBm), com nível de BER no valor de  $8,8 \times 10^{-17}$  para potência de transmissão de 9 dBm. O CSRZ apresentou valores de BER abaixo de  $10^{-12}$  para uma faixa de potência em torno de 5,1 dB (6,8 a 11,9 dBm). A BER mínima do CSRZ foi de  $2 \times 10^{-16}$  para potência transmitida de 10 dBm. No caso do RZ-OOK 33%, a faixa de potência na qual os níveis de BER atingiram valores abaixo de  $10^{-12}$  varia em torno de 4,9 dB (7,1 a 12 dBm). O nível mínimo de BER para o RZ-OOK 33% foi de  $3,2 \times 10^{-16}$ . O formato NRZ-DPSK apresentou valor mínimo de BER na potência de 9 dBm,  $2,6 \times 10^{-15}$  e a faixa de potência na qual os valores de BER foram inferiores a  $10^{-12}$  foi cerca de 4,6 dB (6 a 10,6 dBm). Portanto, para o caso monocanal todos os formatos analisados, com exceção do NRZ-OOK, apresentaram um desempenho praticamente equivalente e satisfatório. A Tabela 4.13 apresenta um resumo do desempenho dos formatos de modulação avaliados para o sistema monocanal. São apresentadas nessa Tabela a BER mínima, a faixa de potência para a qual o valor da BER é desejável e largura dessa faixa.

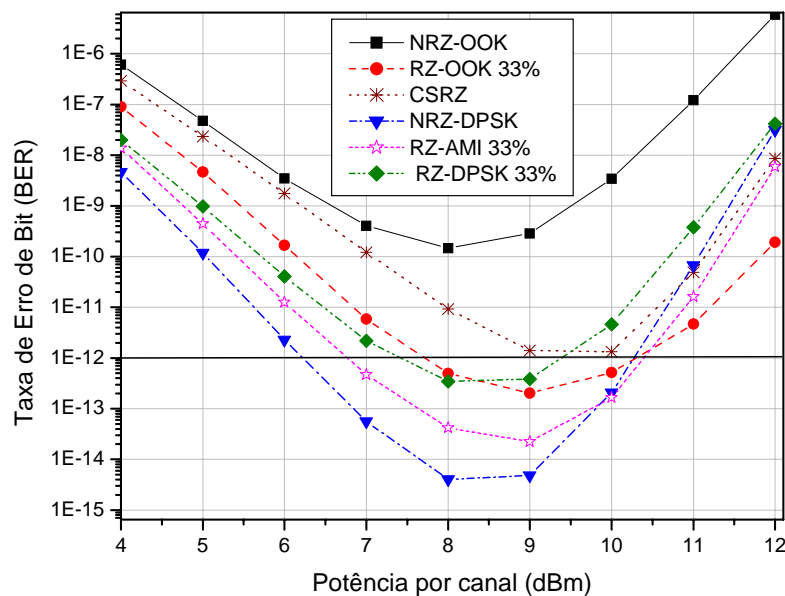
**Tabela 4.13** - Desempenho dos formatos de modulação para o sistema monocanal de 40 Gb/s.

FORMATO DE MODULAÇÃO	BER mínima	Faixa de potência para BER abaixo de $10^{-12}$ (dBm)	Intervalo da faixa de potência para BER abaixo de $10^{-12}$ (dB)
NRZ-OOK	$3,6 \times 10^{-12}$	Nenhuma	0
RZ-OOK 33%	$3,2 \times 10^{-16}$	7,1 a 12,0	4,9
RZ-AMI 33%	$8,8 \times 10^{-17}$	6 a 11,3	5,3
CSRZ	$2 \times 10^{-16}$	6,8 a 11,9	5,1
NRZ-DPSK	$2,6 \times 10^{-15}$	6 a 10,6	4,6
RZ-DPSK 33%	$8,3 \times 10^{-18}$	6,2 a 12,5	6,3

#### 4.6.1 – Sistema WDM de 4 Canais de 40 Gb/s

Os mesmos formatos de modulação (NRZ-OOK, RZ-OOK 33%, CSRZ, RZ-AMI 33%, NRZ-DPSK e o RZ-DPSK 33%) analisados no sistema monocanal foram também avaliados na configuração WDM de 4 canais de 40 Gb/s. Os canais são espaçados em 100 GHz e têm as seguintes frequências: 193,1, 193,2, 193,3 e 193,4 THz (1552,52, 1551,72, 1550,92 e 1550,12 nm). As simulações foram também realizadas baseadas na configuração apresentada na Fig. 4.10. O amplificador de potência localizado na Unicamp foi configurado para apresentar uma potência média de saída de 3 dBm por canal. O outro amplificador de potência, localizado em Americana, teve sua potência média de saída variada entre 4 e 12 dBm por canal, ou seja, entre 10 e 18 dBm de potência total. O espaçamento entre canais foi de 100 GHz. Os filtros utilizados no mux e demux ópticos foi o gaussiano de 2ª ordem com largura de banda de 3 dB de 85 GHz. Os parâmetros de simulação utilizados podem ser visualizados na Tab. 4.11. As características das fibras utilizadas são as mesmas utilizadas para o caso monocanal que constam da Tab. 4.10. Entretanto, ao contrário das simulações para o sistema monocanal, os valores das inclinações da curva de dispersão das fibras SMF e DCF foram levados em conta, o que torna mais realística a análise de um sistema multicanal. O valor da inclinação da dispersão da SMF considerado nas simulações é de  $0,08 \text{ ps/nm}^2 \cdot \text{km}$  que é valor típico para fibra monomodo padrão com seu zero de dispersão no comprimento de onda de 1550 nm. Portanto, nenhum dos canais considerados recebe uma compensação completa, apresentando algum resíduo de dispersão. Os parâmetros da DCF utilizada nas simulações são baseados numa DCF comercial, a EWBDK, e seu valor de inclinação de dispersão é de  $-0.43 \text{ ps/nm}^2 \cdot \text{km}$ . Os resultados obtidos nas simulações podem ser visualizados na Fig. 4.12, que contém as curvas da BER em função da potência média por canal na entrada do segundo *span*. As curvas são referentes ao canal com pior desempenho de cada formato de

modulação, ou seja, o canal 1 (1552,52 nm) para todos os formatos. Este canal apresenta um resíduo de dispersão de cerca de 6,6 ps/nm positiva. Percebe-se uma mudança no desempenho dos formatos de modulação para o caso WDM em relação ao sistema monocanal. O NRZ-DPSK apresentou o melhor desempenho dentro todos na configuração WDM tanto em termos de níveis mínimos de BER como da faixa de potência na qual a BER mantém-se abaixo de  $10^{-12}$ . O NRZ-DPSK foi o que sofreu menor impacto ao ser introduzido no sistema WDM em relação ao sistema monocanal. A BER mínima atingida na configuração monocanal foi de  $2,6 \times 10^{-15}$  passando para  $4 \times 10^{-15}$  no sistema WDM de 4 canais.



**Fig. 4.12** - BER x potência de entrada no segundo *span* para os formatos NRZ-OOK, RZ-OOK 33%, RZ-AMI 33%, CSRZ, NRZ-DPSK e RZ-DPSK 33% para sistema WDM de 4 canais de 40 Gb/s. As curvas são referentes ao canal com pior desempenho (1552,52 nm).

A faixa de potência para uma BER abaixo da desejável passou de 4,6 dB no sistema de 1 canal para 4,1 dB no sistema de 4 canais. Por outro lado, o formato RZ-DPSK 33%, que obteve o melhor desempenho no sistema monocanal, apresentou uma piora de desempenho no sistema WDM. A faixa de potência em que o RZ-DPSK 33% apresentou uma BER abaixo de  $10^{-12}$  é de cerca de apenas 2 dB (7,4 a 9,4 dBm) contra 6,2 dB no sistema de 1 canal. O CSRZ não atingiu uma BER igual ou abaixo de  $10^{-12}$  em nenhum nível de potência óptica, tendo sofrido o maior impacto entre todos os formatos resistentes aos efeitos não-lineares em comparação com o sistema monocanal. O RZ-AMI 33% apresentou uma BER abaixo de  $10^{-12}$  numa faixa de potência de 3,6 dB contra 5,3 dB no caso para 1 canal. O RZ-OOK 33% atingiu uma BER satisfatória numa faixa de potência de 2,6 dB, sendo que na configuração

monocanal era de 4,9 dB. A Tabela 4.14 sintetiza os resultados obtidos para os formatos de modulação no sistema WDM de 4 canais.

**Tabela 4.14** – Desempenho dos formatos de modulação para o sistema WDM de 4 canais de 40 Gb/s. São apresentadas a BER mínima, a faixa de potência para BER abaixo de  $10^{-12}$  e a largura dessa faixa de potência para o canal com pior desempenho (1552,52 nm).

FORMATO DE MODULAÇÃO	BER mínima	Faixa de potência para BER abaixo de $10^{-12}$ (dBm)	Intervalo da faixa de potência para BER abaixo de $10^{-12}$ (dB)
NRZ-OOK	$1,46 \times 10^{-10}$	Nenhuma	0
RZ-OOK 33%	$2,0 \times 10^{-13}$	7,7 a 10,3	2,6
RZ-AMI 33%	$2,2 \times 10^{-14}$	6,8 a 10,4	3,6
CSRZ	$1,3 \times 10^{-12}$	Nenhuma	0
NRZ-DPSK	$4,0 \times 10^{-15}$	6,2 a 10,3	4,1
RZ-DPSK 33%	$3,45 \times 10^{-13}$	7,4 a 9,4	2,0

A comparação do desempenho dos formatos de modulação para os sistemas monocanal de 40 Gb/s e WDM de 4 canais de 40 Gb/s pode ser visualizada na Tab. 4.15. Verifica-se que os formatos RZ sofreram maior impacto no sistema WDM em relação ao monocanal. Isto pode ser explicado pelo fato dos sinais RZ ocuparem uma maior faixa espectral e por isso estão mais sujeitos à diafonia (*crosstalk*) entre canais WDM. Deve-se ressaltar que os formatos de modulação podem ter desempenho diferente em configurações sistêmicas diferentes, como por exemplo outros tipos de filtros ópticos, dispersão residual, taxa de extinção dos moduladores Mach-Zehnder e assim por diante.

**Tabela 4.15** – Comparação de desempenho dos formatos de modulação para os sistemas monocanal de 40 Gb/s e WDM de 4 canais de 40 Gb/s .

FORMATO DE MODULAÇÃO	SISTEMA MONOCANAL		SISTEMA WDM DE 4 CANAIS	
	BER mínima	Intervalo da faixa de potência para BER abaixo de $10^{-12}$ (dB)	BER mínima	Intervalo da faixa de potência para BER abaixo de $10^{-12}$ (dB)
NRZ-OOK	$3,6 \times 10^{-12}$	Nenhuma	$1,46 \times 10^{-10}$	0
RZ-OOK 33%	$3,2 \times 10^{-16}$	4,9	$2,0 \times 10^{-13}$	2,6
RZ-AMI 33%	$8,8 \times 10^{-17}$	5,3	$2,2 \times 10^{-14}$	3,6
CSRZ	$2 \times 10^{-16}$	5,1	$1,3 \times 10^{-12}$	0
NRZ-DPSK	$2,6 \times 10^{-15}$	4,6	$4,0 \times 10^{-15}$	4,1
RZ-DPSK 33%	$8,3 \times 10^{-18}$	6,3	$3,4 \times 10^{-13}$	2,0



Uma análise mais completa envolveria a utilização de diversas configurações diferentes nesse enlace, tais como a localização da compensação do dispositivo de compensação de dispersão. Nesse trabalho foi considerado apenas compensação total da dispersão acumulada no final do enlace. Outras configurações de compensação de dispersão seriam a pré-compensação (dispositivo compensador de dispersão no início do enlace), compensação simétrica (dispositivo de compensação no início, no meio e no fim do enlace). Também poderiam ser obtidos resultados em função da dispersão residual. Outra possível análise seria observar como o desempenho dos diversos formatos de modulação seriam alterados em função da potência média de saída do *booster* na Unicamp, que nas simulações deste trabalho foi mantido em 3 dBm por canal. Portanto, antes de se escolher o formato de modulação mais apropriado para determinado enlace deve-se fazer uma cuidadosa avaliação do sistema e dos custos envolvidos na escolha do formato de modulação. A seção 4.7 tratará da questão dos custos envolvidos nos diversos formatos.

#### **4.7 – ANÁLISE DA RELAÇÃO CUSTO/BENEFÍCIO DOS FORMATOS AVANÇADOS DE MODULAÇÃO ÓPTICA.**

No decorrer desse trabalho foram apresentados os benefícios oferecidos por alguns dos formatos de modulação que são objeto de intensa pesquisa na atualidade. Formatos avançados de modulação óptica são de importância relevante para taxas a partir de 40 Gb/s por canal [8]. Estes formatos avançados são usados para tornar o sinal óptico mais resistente aos efeitos degradantes de propagação do mesmo na fibra óptica e ao cascadeamento de filtragem óptica de banda estreita. Conforme foi explanado neste trabalho, cada formato apresenta características singulares que possibilitam robustez a determinados efeitos deletérios. Por exemplo, alguns formatos são mais robustos aos efeitos não-lineares, outros exibem maior tolerância ao acúmulo de ruído ASE. Outros são mais resistentes aos efeitos da dispersão cromática ou à PMD. Conforme vimos, um único formato de modulação não apresenta todas as vantagens em conjunto. A escolha do formato ótimo depende das características do sistema em questão. Certamente, considerações de custos e complexidade na implementação devem ser levados em conta na escolha do formato de modulação óptica. Esta seção tem como objetivo apresentar uma breve consideração dos custos associados com cada formato de modulação óptica considerado neste trabalho.

A Tabela 4.16 mostra a relação de componentes ópticos e elétricos utilizados nas configurações sistêmicas dos diversos formatos de modulação óptica e seus custos normalizados estimados. Os componentes que são comuns a todos os formatos de modulação, tais como lasers, amplificadores ópticos, fibra óptica e etc. não constam nessa Tabela. Os custos estimados dos componentes foram normalizados em relação ao custo do componente que apresenta o menor valor em dólar.

**Tabela 4.16** - Relação de componentes e custo normalizado dos mesmos.

COMPONENTES	CUSTO NORMALIZADO
Modulador Mach Zehnder 40 Gb/s (MZM 40G)	20,0
Modulador Mach Zehnder 20 Gb/s (MZM 20G)	15,0
Fotodiodo pin 40 Gb/s (FD 40G)	5,0
Fotodiodo pin 20 Gb/s (FD 20G)	2,5
Interferômetro de atraso (DI - <i>Delay interferometer</i> )	10,0
Filtro elétrico passa-baixa de Bessel de 5ª ordem	2,5
Gerador de sinal senoidal de 40 GHz (GSS 40G)	100,0
Gerador de sinal senoidal de 20 GHz (GSS 20G)	50,0
Acoplador x	1,0
Defasador de fase óptico	3,5
Atraso de tempo óptico	3,5
Pré-codificador elétrico DQPSK	25,0
Pré-codificador elétrico pra duobinário	12,5
Combinador de potência óptico	1,3
Atrasador de tempo elétrico	5,0
Subtrator elétrico	5,0

A Tabela 4.17 apresenta um resumo das características dos transmissores e receptores dos formatos de modulação óptica discutidos nesse trabalho bem como o desempenho dos mesmos em relação à OSNR e sua tolerância à dispersão na configuração *back-to-back* com pré-amplificação óptica para uma penalidade de 2 dB na OSNR. A complexidade dos transmissores e receptores dos formatos de modulação óptica analisados neste trabalho pode ser melhor visualizada no Apêndice. Nota-se na Tab. 4.17 o porquê do uso amplamente difundido do NRZ-OOK. Esse é o formato mais simples de se implementar e o que oferece mais baixo custo. O formato mais complexo e caro que consta na Tab. 4.17 é o RZ-DQPSK 33%. O custo é cerca de mais de 6 vezes superior ao do NRZ-OOK, mas apresenta boa sensibilidade e boa tolerância à dispersão cromática aliado a sua resistência à não-linearidades.

**Tabela 4.17** – Características do Tx e Rx, desempenho e custos associados a alguns formatos de modulação óptica @ 40 Gb/s. A OSNR e a tolerância à dispersão acumulada são referentes a sistemas pré-amplificados para uma BER = 10<sup>-12</sup>.

Formato de modulação	Complexidade do Tx	Complexidade do Rx	OSNR no Rx (dB)		Tolerância à disp. acumulada [ps/nm] (penal. de 2 dB)	Custo normalizado	Custo norm. em rel. ao NRZ-OOK
			Back-to-back	Após 10 Filtros			
NRZ-OOK	1 MZM 40G	1 FD 40G	19,9	20,8	94	25	1,0
RZ 50%	2 MZMs 40G + 1 GSS 40G	1 FD 40G	18,4	21,4	75	145	5,8
RZ 33%	2 MZMs 40G + 1 GSS 20G	1 FD 40G	18,2	22,7	69	95	3,8
DB	1 MZM 40G + pré-codificador	1 FD 40G	20,9	20,1	193	42,5	1,7
CSRZ	2 MZMs 40G	1 FD 40G	18,8	19,8	52	95	3,8
RZ-AMI-33%	2 MZMs 40G, 1 DI	1 FD 40G	17,6	19,4	62	117,5	4,7
NRZ-DPSK	1 MZM 40G + pré-codificador	1 DI + 2 FDs 40G	16	17	130	57,5	2,3
RZ-DPSK 33%	2 MZMs 40G + 1GSS 20G + pré-codificador	1 DI + 2 FDs 40G	14	15,8	73,0	127,5	5,1
NRZ-DQPSK	2 MZMs 20G + pré-codificador	2 DIs + 4 FDs 20G	18,4	18,5	153	110,5	4,4
RZ-DQPSK 33%	3 MZMs 20G + 1 GSS 20G + pré-codificador	2 DIs + 4 FDs 20G	16,2	17	135	158	6,3

**Tx:** Transmissor; **Rx:** Receptor; **MZM 40G:** Modulador Mach-Zehnder de 40 Gb/s; **MZM 20G:** Modulador Mach-Zehnder de 20 Gb/s; **FD 40G:** Fotodiodo de 40 Gb/s; **FD 20G:** Fotodiodo de 20 Gb/s; **GSS 40G:** Gerador de sinal senoidal de 40 Gb/s; **GSS 20G:** Gerador de sinal senoidal de 20 Gb/s; **DI (Delay Interferometer):** Interferômetro de atraso;

Em sistemas de transmissão linear, o DB é uma opção interessante devido a sua ótima tolerância à dispersão acumulada e ao seu custo relativamente baixo em relação ao NRZ-OOK, cerca 2,3 vezes maior. Dependendo do sistema, o DB pode dispensar o uso de compensadores de dispersão sintonizáveis. O DB é aplicável para sistemas com alta eficiência espectral por causa de sua característica de estreita largura espectral. Em regimes limitados por não-linearidades podem-se utilizar os formatos resistentes aos efeitos não-lineares, tais como os RZ modulados em intensidade e os formatos modulados na fase. Conforme foi mostrado nesse trabalho, em algumas configurações de sistemas limitados por não-linearidades alguns formatos mostram ser mais vantajosos e em outras configurações já não são tão satisfatórios. Por exemplo, na seção 4.6 notamos que o CSRZ era satisfatório para o sistema monocanal, mas mostrou-se inadequado para o sistema de 4 canais no enlace em questão. Portanto, embora os formatos avançados de modulação óptica sejam tecnologia chave para a nova geração de sistemas ópticos operando a taxas de dados a partir de 40 Gb/s, deve-se considerar a relação custo/benefício de acordo com o sistema a ser projetado.

---

## CAPÍTULO 5

---

### CONCLUSÕES

Neste trabalho, realizou-se um estudo sobre os formatos de modulação óptica, ditos avançados, que têm sido objeto de intensa pesquisa pela comunidade científica de comunicações ópticas nos últimos anos. Foi mostrado que tais formatos são ferramentas essenciais para habilitar os sistemas de nova geração com taxas de transmissão a partir de 40 Gb/s por canal.

Foram descritos os principais fatores que degradam o sinal durante sua propagação em fibras ópticas. Conforme foi mostrado, a transmissão nos sistemas de nova geração impõe complexos desafios porque os efeitos físicos que degradam o sinal durante a propagação na fibra são muito mais críticos para taxas de transmissão a partir de 40 Gb/s por canal, em comparação com a geração atual de 10 Gb/s. Em sistemas de 40 Gb/s, os efeitos não-lineares dominantes são os ‘intra-canais’, porque os efeitos dispersivos são bem mais expressivos, sendo um agravante para as interações não-lineares entre pulsos dispersos sobrepostos. Um dos grandes desafios a ser superado é a adequação dos sistemas de nova geração à infraestrutura atualmente existente, que foi instalada e otimizada para trabalhar com transmissão de sistemas de até 10 Gb/s por canal.

Apresentou-se uma revisão bibliográfica sobre os formatos avançados de modulação óptica mais discutidos atualmente, bem como sua classificação de acordo com a característica física do sinal óptico que é usada para imprimir a informação: 1) formatos modulados em intensidade e 2) formatos modulados na fase. Foram descritas as tecnologias que são utilizadas na geração dos formatos bem como as características dos mesmos. A literatura mostra que a maioria dos formatos são gerados pela exploração das características do modulador Mach-Zehnder, devido ao seu melhor desempenho.

Foram obtidos resultados numéricos através de simulações computacionais para alguns formatos de modulação óptica. A ferramenta utilizada nas simulações foi o software comercial *Optisystem* versão 7.0, da empresa canadense *Optiwave Systems Inc.* Os formatos analisados foram o NRZ-OOK, RZ-OOK 50%, RZ-OOK 33%, CSRZ, RZ-AMI 33%, duobinário (DB), NRZ-DPSK, RZ-DPSK 33%, NRZ-DQPSK e RZ-DQPSK 33%. Foram analisados para estes formatos, a sensibilidade do receptor e a tolerância à dispersão cromática na configuração *back-to-back* com pré-amplificação, e a tolerância ao SPM através

de um enlace com um único *span* de 80 km de fibra SMF com a dispersão totalmente compensada no final do enlace através de uma DCF de 13,6 km. Foi verificado que os formatos RZ requerem uma menor OSNR em relação aos seus equivalentes NRZ para a mesma BER. Os formatos modulados na fase apresentam uma melhor sensibilidade *back-to-back* em relação aos formatos modulados em intensidade. Investigou-se a resistência dos formatos de modulação óptica à filtragem óptica concatenada. Analisou-se a variação da sensibilidade dos formatos de modulação com 10 filtros concatenados entre o transmissor e o receptor em relação à sensibilidade obtida sem esses filtros. Os formatos RZ, que apresentam melhor sensibilidade na configuração *back-to-back* em relação aos seus equivalentes NRZ, sofrem uma maior penalidade na OSNR, indicando que possuem uma menor resistência à filtragem óptica em cascata que os sinais NRZ. Os formatos RZ-OOK que mostram ser mais sensíveis em relação ao NRZ-OOK na configuração *back-to-back* passam a requerer uma maior OSNR que o NRZ-OOK após a inserção dos 10 filtros ópticos. Tal penalidade de OSNR sofrida pelos sinais RZ é devida ao largo espectro apresentado por eles, o que os torna pouco tolerantes à intensa filtragem óptica. O DB mostrou ter uma alta resistência à filtragem óptica, apresentando uma redução na exigência por OSNR após a inserção dos filtros em 0,8 dB. A sensibilidade do DB ficou 0,8 dB melhor que a do NRZ-OOK após à filtragem em cascata. Portanto, o DB é recomendável para redes ópticas roteadas opticamente com grande número de OADMs. O NRZ-DQPSK também apresentou boa tolerância à filtragem em cascata, sendo o mais tolerante à filtragem óptica intensa depois do DB.

A análise da tolerância à dispersão residual mostrou que o DB é o mais tolerante a esse efeito entre todos os formatos. Os tipos de modulação que também são bem resistentes à dispersão acumulada são o NRZ-DQPSK e o NRZ-DPSK. Os formatos RZ apresentaram baixa tolerância à dispersão, devido sua maior largura espectral. Quanto à tolerância à SPM, os formatos RZ mostraram ser superiores, porque sua maior largura espectral faz com que os picos de potência, inicialmente bem altos, decaiam muito rapidamente em decorrência da rápida dispersão sofrida pelos pulsos, atenuando dessa forma os efeitos não-lineares. O DB apresenta a pior tolerância a efeitos não-lineares. Nota-se que existe uma relação de compromisso entre a tolerância à dispersão cromática e aos efeitos não-lineares. Os formatos de modulação que têm espectro mais largo são pouco tolerantes à dispersão, mas bem resistentes ao SPM. Por outro lado, os tipos de modulação com estreita largura espectral são mais tolerantes à dispersão, mas pouco resistentes aos efeitos não-lineares. Os formatos modulados na fase mostram ser tolerantes a ambos os efeitos.

Foram realizadas simulações referentes à transmissão de 40 Gb/s por canal, levando em conta os parâmetros reais de um enlace óptico real de 160 km de comprimento sem repetição. Nesse enlace cujo principal fator limitante está relacionado aos efeitos não-lineares, foram analisados o desempenho dos formatos NRZ, RZ 50%, RZ 33% e CSRZ, à medida que se variava a potência de transmissão, para o caso monocanal e para um sistema WDM de 4 canais. Para o caso monocanal, os resultados mostraram que o formato NRZ apresenta um desempenho insatisfatório. Por outro lado, os formatos RZ 50% e RZ 33% atingiram um desempenho satisfatório para uma determinada faixa de potência. O CSRZ foi o que apresentou o melhor desempenho, atingindo os menores níveis de BER. No sistema WDM de 4 canais, o CSRZ foi o único formato que apresentou um desempenho satisfatório, ainda que em uma estreita faixa de potência de cerca de 2 dB (aproximadamente entre 12,5 e 14,5 dBm). Foram feitas simulações baseadas no enlace experimental da Rede Kyatera, que interliga a Unicamp, em Campinas, SP à USP de São Carlos, SP. Esse enlace tem um comprimento de cerca de 170 km de comprimento, com atenuação total medida em campo de 58 dB. Em virtude das características do enlace, com alta atenuação a ser vencida, foram analisados formatos de modulação que apresentam resistência aos efeitos não-lineares. Os formatos analisados foram: NRZ-OOK, RZ-OOK 33%, CSRZ, RZ-AMI 33%, NRZ-DPSK e RZ-DPSK 33% para 1 canal de 40 Gb/s e WDM de 4 canais de 40 Gb/s. Foram realizadas simulações em que variou a potência de entrada no trecho de enlace mais longo. As simulações consideraram uma completa compensação da dispersão cromática no final do enlace através de uma fibra DCF no caso monocanal. No sistema WDM Os canais são espaçados em 100 GHz e têm as seguintes frequências: 193,1, 193,2, 193,3 e 193,4 THz (1552,52, 1551,72, 1550,92 e 1550,12 nm). A compensação total da dispersão ocorre no comprimento de onda de 1550 nm. No sistema monocanal, apenas a modulação NRZ-OOK não atinge um valor de BER abaixo de  $10^{-12}$ . Os demais alcançaram uma BER abaixo de  $10^{-12}$  numa certa faixa de potência de variando de acordo com cada formato de modulação. O melhor desempenho para a configuração monocanal foi obtido pelo RZ-DPSK 33%. Na configuração WDM de 4 canais, foi considerado o desempenho do pior canal WDM. Em todos os formatos o canal com pior desempenho foi o de 193,1 THz (1552,52 nm) que apresenta um resíduo de dispersão de cerca de 6,6 ps/nm. O formato que apresentou melhor desempenho foi o NRZ-DPSK. Na verdade, esse formato foi o que sofreu menor impacto em relação ao caso monocanal. O que sofreu maior impacto foi o CSRZ que não atingiu o valor de BER de  $10^{-12}$  em nenhuma potência transmitida.

Foi feita uma breve análise de custos acerca dos formatos de modulação investigados nesse trabalho. São apresentados custos normalizados de componentes elétricos e ópticos usados nos formatos de modulação baseados em custos estimados. O NRZ-OOK é o mais barato e mais simples de ser implementado e por isso é o mais amplamente utilizado. Os formatos de modulação de fase em quadratura são os mais caros e complexos. Nota-se no decorrer desse trabalho que nem todas as vantagens podem ser oferecidas por um único formato de modulação. O desempenho de determinado formato pode variar de acordo com a configuração do sistema em questão. Portanto, antes de ser considerada a possibilidade de utilização de um formato avançado de modulação óptica deve ser feita uma cuidadosa avaliação das características do enlace em consideração e os custos e complexidade associado ao mesmo. Deve-se levar em conta os efeitos de degradação mais relevantes no sistema sob análise. A escolha do formato dependerá da relação custo/benefício do tipo de modulação a ser utilizado em determinado sistema.

Fica claro que os formatos avançados de modulação óptica são tecnologias chave para os sistemas da nova geração de sistemas de comunicações ópticas que empregará taxas de transmissão a partir de 40 Gb/s por canal.

## REFERÊNCIAS

- [1] Peter J. Winzer e René-Jean Essiambre, “Advanced optical modulation formats”, *Proceedings of the IEEE*, Vol. 94, N° 5, pp. 952-985, 2006.
- [2] Peter J. Winzer e René-Jean Essiambre, “Advanced optical modulation formats”, *Optical Fiber Communications IV B*, Academic Press, pp. 23-93, 2008.
- [3] D. J. Costello, J. Hagenauer, H. Imai e S. B. Wicker, “Applications of error-control coding”, *IEEE Trans. Inf. Theory*, vol. 44, no. 6, pp. 2531–2560, 1998.
- [4] Spectral Grids for WDM Applications: DWDM Frequency Grid. *Standard ITU-T G.694.1*, 2002.
- [5] Clifford Headley, and Govind P. Agrawal, *Raman amplification in fiber Optical Communication Systems*, Elsevier Academic Press, 2005.
- [6] B. Chu, L. Leng, L. E. Nelson, L. Gruner-Nielsen, Y. Qian, J. Bromage, S. Stultz, S. Kado, Y. Emori, S. Namiki, P. Gaarde, A. Judy, B. Palsdottir e R. L. Lingle Jr, “3.2 Tb/s ( $80 \times 42.7$  Gb/s) transmission over  $20 \times 100$  km of non-zero dispersion fiber with simultaneous C + L band dispersion compensation”, *Proceedings of Optical Fiber Communication Conferences*, postdeadline paper FC8, 2002.
- [7] Sébastien Bigo, “Technologies for global telecommunications using undersea cables”, em *Optical Fiber Communications IV B*, Academic Press, pp. 561–610, 2008.
- [8] Ming-Jun Li, Xin Chen, Daniel A. Nolan, Ji Wang, James A. West, and Karl W. Koch, “Specialty fibers for optical communication systems”, em *Optical Fiber Communications IV A*, Academic Press, pp. 523–591, 2002.
- [9] P. C. Becker, N. A. Olsson, and J. R. Simpson, *Erbium-Doped Fiber Amplifiers, Fundamentals and Technology*, New York: Academic, 1999.
- [10] E. Desurvire, D. Bayart, B. Desthieux, and S. Bigo, *Erbium-doped fiber amplifiers and device and system developments*, Wiley, 2002.
- [11] Govind P. Agrawal, *Fiber communication systems*, John Willey & Sons. Inc. 1997.
- [12] Gerd Keiser, *Optical fiber communications*, Terceira Edição. McGrawHill International Editions, 2000.
- [13] Vivek Alwayn, *Optical network design and implementation*, CCIE N° 2995. Cisco Press, 2004.
- [14] H. A Haus, *Electromagnetic noise and quantum optical measurements*, Springer-Verlag, 2000.
- [15] N. A. Olsson, “Lightwave systems with optical amplifiers”, *J. Lightw. Technol.*, Vol. 7, N° 7, pp. 1071–1082, 1989.



- [16] Jonh Zyskind, Rick Barry, Graeme Pendock, Michael Cahill, and Jinendra Ranka, “High-Capacity, ultra-long-haul networks”, em *Optical Fiber Communications IV B*, Academic Press, pp. 198–231, 2002.
- [17] Govind P. Agrawal, *Nonlinear fiber optics*, Academic Press, 2001.
- [18] H. Kogelnik, R. M. Jopson, and L. E. Nelson, “Polarization mode dispersion”, em *Optical Fiber Communications IV B*, Academic Press, pp. 725–861, 2002.
- [19] P. J. Winzer, M. Pfennigbauer, and R. -J. Essiambre, “Coherent crosstalk in ultra-dense WDM systems”, *J. Lightw. Technol.*, Vol. 23, N<sup>o</sup>. 4, pp. 1734–1744, 2005.
- [20] P. J. Winzer, and R. -J. Essiambre, “Optical receiver design trade-offs,”. *Proceedings of Optical Fiber Communication Conf. (OFC)*, pp. 468–470, 2003.
- [21] A. Hodzic; M. Winter; B. Konrad; S. Randel, and K. Petermann, “Optimized filtering for 40-Gb/s/Ch-based DWDM transmission systems over standard single-mode fiber”, *IEEE Photon. Technol. Lett.*, Vol. 15, N<sup>o</sup> 7, pp. 1002–1004, 2003.
- [22] S. Suzuki, and Y. Kokubun, “Design rule of wavelength filter bandwidth and pulsewidth for ultimate spectral efficiency limited by crosstalk in DWDM systems”, *IEEE Photon. Technol. Lett.*, Vol. 15, N<sup>o</sup> 11, pp. 1645–1647, Nov. 2003.
- [23] M. Pfennigbauer, and P. J. Winzer, “Choice of MUX/DEMUX filter characteristics for NRZ, RZ, and CSRZ DWDM systems,” *J. Lightw. Technol.*, Vol. 24, N<sup>o</sup>4, pp. 1689–1696, 2006.
- [24] René-Jean Essiambre, Gregory Raybon, and Mikkelsen Benny, “Pseudo-Linear Transmission of High-Speed TDM Signals: 40 and 160 Gb/s”, em *Optical Fiber Communications IV B*, Academic Press, pp. 232–304, 2002.
- [25] Polina Bayvel, and Robert Killey, “Nonlinear Optical Effects in WDM Transmission”, em *Optical Fiber Communications IV B*, Academic Press, pp. 611–641, 2002.
- [26] S. Zhang, and R. Hui, “Impact of optical formats on SPM-induced limitation in dispersion-managed optical systems – A simplified model”, *IEEE/LEOS Workshop*, pp. 31-32, 2004.
- [27] J. G. Proakis, *Digital Communications*, 4<sup>th</sup> ed. Mc Graw-Hill, 2001.
- [28] R. Gitlin, J. F. Hayes, and S. B. Weinstein, *Data Communications Principles*, Plenum, 1992.
- [29] G. Kramer, A. Ashikhmin, A. J. V. Wijngaarden, and X. Wei, “Spectral efficiency of coded phase-shift keying for fiber-optic communication”, *J. Lightw. Technol.*, Vol. 21, N<sup>o</sup> 10, pp. 2438–2445, 2003.
- [30] S. Walklin, and J. Conradi, “Multilevel signaling for increasing the reach of 10-Gb/s lightwave systems”, *J. Lightw. Technol.*, Vol. 17, N<sup>o</sup> 11, pp. 2235–2248, 1999.

- [31] R. A. Griffin, and A. C. Carter, “Optical differential quadrature phase shift key (oDQPSK) for high-capacity optical transmission”, *Proceedings of Optical Fiber Communication Conf. (OFC)*, Paper WX6, 2002.
- [32] R. A. Griffin, R. I. Johnstone, R. G. Walker, J. Hall, S. D. Wadsworth, K. Berry, A. C. Carter, M. J. Wale, J. Hughes, P. A. Jerram, and N. J. Parsons. “10 Gb/s optical differential quadrature phase shift key (DQPSK) transmission using GaAs/AlGaAs integration”, *Proceedings of Optical Fiber Conf. (OFC)*, Paper FD6, 2002.
- [33] M. Ohm, “Optical 8-DPSK and receiver with direct detection and multilevel electrical signals”, em *IEEE/LEOS Workshop Advanced Modulation Formats*, pp. 45–46, 2004.
- [34] M. Ohm, and J. Speidel, “Quaternary optical ASK-DPSK and receivers with direct detection”, *IEEE Photon. Technol. Lett.*, Vol. 15, N<sup>o</sup> 1, pp. 159–161, 2003.
- [35] S. Hayase, N. Kikuchi, K. Sekine, and S. Sasaki, “Proposal of 8-state per symbol (binary ASK and QPSK) 30-Gbit/s optical modulation/demodulation scheme”, in *Proceedings of Eur. Conf. Optical Communication (ECOC)*, Paper Th2.6.4, 2003.
- [36] J. Conradi, “Bandwidth-efficient modulation formats for digital fiber transmission systems”, em *Optical Fiber Telecommunications IV B*, I. Kaminow and T. Li, Eds. Academic, pp. 862–901, 2002.
- [37] K. A. S. Immink, *Codes for Mass Data Storage Systems*, Shannon Foundation Publishers. 2nd edition, 2004.
- [38] E. Forestieri, and G. Prati, “Novel optical line codes tolerant to fiber chromatic dispersion”, *J. Lightw. Technol.*, Vol. 19, N<sup>o</sup> 11, pp. 1675–1684, 2001.
- [39] B. Vasic, V. S. Rao, I. B. Djordjevic et al. “Ghost-pulse reduction in 40-Gb/s systems using line coding”, *IEEE Photon. Technol. Lett.*, Vol. 16, N<sup>o</sup> 7, pp. 1784–1786, 2004.
- [40] D. Penninckx, M. Chbat, L. Pierre, and J. -P. Thiery, “The phase-shaped binary transmission (PSBT): A new technique to transmit far beyond the chromatic dispersion limit”, *IEEE Photon. Technol. Lett.*, Vol. 9, N<sup>o</sup> 2, pp. 259–261, 1997.
- [41] J. B. Stark, J. E. Mazo, and R. Laroia, “Phased amplitude-shift signaling (PASS) codes: Increasing the spectral efficiency of DWDM transmission”, *Proceedings of ECOC*, pp. 373–374, 1998.
- [42] C. N. Georghiades, “Modulation and coding for throughput-efficient optical systems”, *IEEE Trans. Inform. Theory*, Vol. 40, N<sup>o</sup> 50, pp. 1313–1326, 1994.
- [43] S. Benedetto, G. Olmo, and P. Poggiolini, “Trellis coded polarization shift keying modulation for digital optical communications”, *IEEE Trans. Inf. Theory*, Vol. 43, N<sup>o</sup> 234, pp.1591–1602, 1995.
- [44] H. Bulow, G. Thielecke, and F. Buchali, “Optical Trellis-Coded Modulation (oTCM)”, em *Proceedings of OFC*, page WM5, 2004.

- [45] S. Randel, B. Konrad, A. Hodz'ic', and K. Petermann, "Influence of bitwise phase changes on the performance of 160 Gbit/s transmission systems", em *Proceedings of ECOC*, page P3.31, 2002.
- [46] D. M. Gill, A. H. Gnauck, L. Xiang, W. Wei, and S. Yiakai, , " $\pi/2$  alternate-phase On/Off keyed 42.7 Gb/s long-haul transmission over 1980km of standard single-mode fiber", *IEEE Photon. Technol. Lett.*, Vol. 16, N<sup>o</sup> 3, pp. 906–908, 2004.
- [47] C. Xie, I. Kang, A. H. Gnauck, L. F. Mollenauer, A. R. Grant, , "Suppression of intrachannel nonlinear effects with alternate polarization formats", *J. Lightw. Technol.*, Vol. 22, N<sup>o</sup> 3, pp. 806–812, 2004.
- [48] K. S. Cheng, and J. Conradi, "Reduction of pulse-to-pulse interaction using alternative RZ formats in 40-Gb/s systems", *IEEE Photon. Technol. Lett.*, Vol. 14, N<sup>o</sup> 1, pp. 98–100, 2002.
- [49] P. J. Winzer, A. H. Gnauck, G. Raybon et al., "40-Gb/s alternate-mark-inversion return-to-zero (RZ-AMI) transmission over 2000 km", *IEEE Photon. Technol. Lett.*, Vol. 15, N<sup>o</sup> 5, pp. 766–768, 2003.
- [50] A. H. Gnauck, X. Liu, X. Wei et al., "Comparison of modulation formats for 42.7 Gb/s singlechannel transmission through 1980 km of SSMF", *IEEE Photon. Technol. Lett.*, Vol. 16, N<sup>o</sup> 3, pp. 909–911, 2004.
- [51] J. Martensson, A. Berntson, A. Djupsjobacka et al, "Phase Modulation Schemes for Improving Intra-Channel Nonlinear Tolerance in 40 Gbit/s Transmission", em *Proceedings of OFC*, Paper FE5, 2003.
- [52] X. Liu, X. Wei, A. H. Gnauck, C. Xu, and L. K. Wickham, "Suppression of intrachannel four wave-mixing induced ghost pulses in high-speed transmissions by phase inversion between adjacent marker blocks", *Opt. Lett.*, Vol. 27, pp. 1177–1179, 2002.
- [53] N. Alic', and Y. Fainman, "Data-dependent phase coding for suppression of ghost pulses in optical fibers", *IEEE Photon. Technol. Lett.*, Vol. 16, pp. 1212–1214, 2004.
- [54] L. K. Wickham, R. -J.Essiambre, A. H. Gnauck et al., "Bit pattern length dependence of intrachannel nonlinearities in pseudolinear transmission", *IEEE Photon. Technol. Lett.*, Vol. 16, pp. 1591–1593, 2004.
- [55] R. -J. Essiambre, G. Raybon, and B. Mikkelsen, "Pseudo-linear transmission of high-speed TDM signals: 40 and 160 Gb/s", in *Optical Fiber Telecommunications IV*, (I. Kaminow and T. Li, eds), Academic Press, pp. 232–304, 2002.
- [56] B. Vasic, V. S. Rao, I. B. Djordjevic et al. "Ghost-pulse reduction in 40-Gb/s systems using line coding", *IEEE Photon. Technol. Lett.*, Vol. 16, N<sup>o</sup> 7, pp. 1784–1786, 2004.
- [57] E. G. Shapiro, M. P. Fedoruk, S. K. Turitsyn, and A. Shafarenko, "Reduction of nonlinear intrachannel effects by channel asymmetry in transmission lines with strong bit overlapping", *IEEE Photon. Technol. Lett.*, Vol. 15, pp. 1473–1475, 2003.

- [58] I. B. Djordjevic, S. K. Chilappagari, and B. Vasic, "Suppression of intrachannel nonlinear effects using pseudoternary constrained codes", *J. Lightw. Technol.*, Vol. 24, pp. 769–774, 2006.
- [59] V. Pechenkin, and F. R. Kschischang, "Constrained coding for quasi-linear optical data transmission systems", *J. Lightw. Technol.*, Vol. 24, pp. 4895–4902, 2006.
- [60] T. L. Koch, "Laser sources for amplified and WDM lightwave systems", in *Optical Fiber Telecommunications III*, I. P. Kaminow and T. L. Koch, Eds. Academic, pp. 115–162, 1997.
- [61] D. A. Ackermann, J. E. Johnson, L. J. P. Ketelsen, L. E. Eng, P. A. Kiely, and T. G. B. Mason, "Telecommunication lasers", em *Optical Fiber Telecommunications IV*, I. Kaminow and T. Li, Eds. Academic, pp. 587–665, 2002.
- [62] K. Sato, S. Kuwahara, Y. Miyamoto, and N. Shimizu, "40 gb/s direct modulation of distributed feedback laser for very-short reach optical links", *Electron. Lett.*, Vol. 38, N<sup>o</sup>. 15, pp. 816–817, 2002.
- [63] B. Wedding, W. Pohlmann, H. Gross, and O. Thalau, "43 Gbit/s transmission over 210 km SMF with a directly modulated laserdiode", em *Proceedings of ECOC*, Paper Mo4.3.7, 2003.
- [64] Y. Yu, R. Lewen, S. Irmscher, U. Westergre, and L. Thylen, "80 Gb/s ETDM transmitter with a traveling-wave electroabsorption modulator", em *Proceedings of ECOC*, Paper OWE1, 2005.
- [65] A. H. Gnauck, S. K. Korotky, J. J. Veselka, J. Nagel, C. T. Kemmerer, W. J. Minford, and D. T. Moser, "Dispersion penalty reduction using an optical modulator with adjustable chirp", *IEEE Photon. Technol. Lett.*, Vol. 3, N<sup>o</sup> 10, pp. 916–918, 1991.
- [66] H. Kim, and A. H. Gnauck, "Chirp characteristics of dual-drive Mach–Zehnder modulator with a finite DC extinction ratio", *IEEE Photon. Technol. Lett.*, Vol. 14, N<sup>o</sup> 3, pp. 298–300, 2002.
- [67] P. J. Winzer, C. Dorrer, R. -J. Essiambre, and I. Kang, "Chirped return-to-zero modulation by imbalanced pulse carver driving signals", *IEEE Photon. Technol. Lett.*, Vol. 16, N<sup>o</sup> 5, pp. 1379–1381, 2004.
- [68] Torger Tokle, *Optimised Dispersion Management and Modulation Formats for High Speed Optical Communication Systems*, Tese de doutorado, Research Center COM Technical University of Denmark Building 345V 2800 Kgs.Lyngby. DENMARK, setembro de 2004.
- [69] A. H. Gnauck, "Advanced Amplitude- and Phase Coded Formats for 40-Gb/s Fiber Transmission", em *Proceedings of IEEE/LEOS Annual Meeting*, page WR1, 2004.

- [70] A. Hodzic', B. Konrad, and K. Petermann, "Alternative modulation formats in n 40 Gb/s WDM standard fiber RZ-transmission systems", *J. Lightw. Technol.*, Vol. 20, pp. 598–607, 2002.
- [71] Y. Miyamoto, A. Hirano, K. Yonenaga, A. Sano, H. Toba, K. Murata, and O. Mitomi, "320 Gigabit/s (8 x 40) WDM Transmission over 367 km with 120 km repeater spacing using carrier-suppressed return-to-zero format", *Electronics Letters*, Vol. 35, N° 23, pp. 2041, 2042, 1999.
- [72] A. Agarwal, S. Banerjee, D. F. Grosz, et al. "Ultra-high-capacity long-haul 40-Gb/s WDM transmission with 0.8-b/s/Hz spectral efficiency by means of strong optical filtering", *IEEE Photon. Technol. Lett.*, Vol 15, pp. 470–472, 2003.
- [73] G. Raybon, A. Agarwal, S. Chandrasekhar, and R. -J. Essiambre, "Transmission of 42.7-Gb/s VSB-CSRZ over 1600 km and Four OADM Nodes with a Spectral Efficiency of 0.8-bit/s/Hz", em *Proceedings of ECOC*, pp. Mo3.2.7, 2005.
- [74] G. Raybon, "Performance of Advanced Modulation Formats in Optically-Routed Networks", em *Proceedings of OFC*, 2006.
- [75] Y. Miyamoto, A. Hirano, K. Yonenaga, A. Sano, and H. Toba, "40 Gigabit/s L-band transmission experiment using SPM-tolerant carrier-supressed RZ format", *Electronics Letters*, Vol. 35, N°25, pp. 2213-2215, 1999..
- [76] P. J. Winzer, "Optical transmitters, receivers, and noise",. In *Wiley Encyclopedia of Telecommunications*, J. G. Proakis, Ed. Wiley, pp. 1824–1840, 2002.
- [77] Neal S. Bergano, Morten Nissov, Alexei Pilipetskii, Jin-Xing Cai, Carl Davidson, and Bamdad Bakhshi, "Chirped Return-to-Zero Formats for Ultra Long-Haul Fiber Communications", Workshop on Advanced Modulation Formats, *Proceedings of IEEE/LEOS*, pp. 1-2, 2004.
- [78] N. S. Bergano, "Undersea communication systems",. In *Optical Fiber Telecommunication IV*, I. Kaminov and T. Li, Eds. Academic, pp. 154–197, 2002.
- [79] C. R. Menyuk, G. M. Carter, W. L. Kath, and R.-M. Mu, "Dispersion-managed solitons and chirped return to zero: What is the difference", em *Optical Fiber Telecommunications IV*, I. Kaminov and T. Li, Academic, pp. 305–328, 2002.
- [80] E. A. Golovchenko, N. S. Bergano, C. R. Davidson, and A. N. Pilipetskii, "Modeling versus experiments of 1610 Gbit/s WDM chirped RZ pulse transmission over 7500 km", em *Proceedings of OFC*, Paper ThQ3, 1999.
- [81] B. Bakhshi,; M. Vaa, E. A. Golovchenko, W. W. Patterson, R. L. Maybach, and N. S. Bergano, "Comparison of CRZ, RZ and NRZ modulation formats in a 64 x 12.3 Gb/s WDM transmission experiment over 9000 km", em *Proceedings of OFC*, 2001, Paper WF4, 2001.
- [82] A. N. Pilipetskii, "High-Capacity Undersea Long-Haul Systems", *IEEE Journal of Selected Topics in Quantum Electronics*, Vol. 12, N° 4, , pp. 484-496,2006.

- [83] D. McGhan, C. Laperle, A. Savchenko, C. Li, G. Mak, and M. O’Sullivan, “5120 km RZ-DPSK transmission over G.652 fiber at 10 Gb/s with no optical dispersion compensation”, em *Proceedings of OFC*, Paper PDP27, 2005.
- [84] M. M. E. Said, J. Sitch, and M. I. Elmasry, “An electrically pre-equalized 10-Gb/s duobinary transmission system”, *J. Lightw. Technol.*, Vol. 23, N<sup>o</sup>. 1, pp. 388–400, 2005.
- [85] K. Roberts, “Making lightpaths independent of optical physics”, em *Proceedings of IEEE/LEOS 16th Annu. Workshop Interconnections Within High Speed Digital Systems*, Paper MB3, 2005.
- [86] P. J. Winzer, and R. -J. Essiambre, “Electronic pre-distortion for advanced modulation formats”, em *Proceedings of ECOC*, Paper Tu4.2.2, 2005.
- [87] R. -J. Essiambre, and P. J. Winzer, “Fiber nonlinearities in electronically pre-distorted transmission”, em *Proceedings of ECOC*, Paper Tu3.2.2, 2005.
- [88] C. Gosset, L. Dupont, A. Tan, A. Bezar, and E. Pincemin, “Experimental performance comparison of duobinary formats for 40 Gb/s long haul transmission”, em *Proceedings of Optical Fiber communication/National Fiber Optic Engineers Conference, OFC/NFOEC*, 2008.
- [89] S. Walklin, and J. Conradi, “On the relationship between chromatic dispersion and transmitter filter response in duobinary optical communication systems”, *IEEE Photon. Technol. Lett.*, Vol. 9, N<sup>o</sup> 7, pp. 1005–1007, 1997.
- [90] K. Yonenaga, and S. Kuwano, “Dispersion-tolerant optical transmission system using duobinary transmitter and binary receiver”, *Journal of Lightwave Technology*, Vol. 15, N<sup>o</sup> 8, pp. 1530–1537, August 1997.
- [91] P. Brindel, et al. “Optical generation of 43 Gb/s Phase-shaped binary transmission format from DPSK signal using 50 GHz periodic optical filter”, em *Proceedings of ECOC’*, Vol. 4, pp. 847-848, 2005.
- [92] G. Charlet, et al. “Nonlinear interactions between 10 Gb/s NRZ channels and 40 Gb/s channels with RZ-DQPSK or PSBT format over low dispersion fiber”, em *Proceedings of ECOC* paper Mo 3.2.6, 2006.
- [93] P. Kabal, and S. Pasupathy, “Partial-response signaling”, *IEEE Trans. Commun.*, Vol. 23, N<sup>o</sup> 9, pp. 921–934, 1975.
- [94] P. J. Winzer, and J. Leuthold, “Return-to-zero modulator using a single NRZ drive signal and an optical delay interferometer”, *IEEE Photon. Technol. Lett.*, Vol. 13, N<sup>o</sup> 12, pp. 1298–1300, 2001.
- [95] Y. Miyamoto, A. Hirano, S. Kuwahara, Y. Tada, H. Masuda, S. Aozasa, K. Murata, and H. Miyazawa, “S-band 3 x 120-km DSF transmission of 8 x 42.7-Gbit/s DWDM duobinary-carrier-suppressed RZ signals generated by novel wideband PM/AM

- conversion”, em *Proceedings of Optical Amplifiers and Their Applications (OAA)*, Paper PD6, 2001.
- [96] P. J. Winzer, A. H. Gnauck, G. Raybon, S. Chandrasekhar, Y. Suand, and J. Leuthold, “40-Gb/s alternate-markinversion return-to-zero (RZAMI) transmission over 2,000 km”, *IEEE Photon. Technol. Lett.*, Vol. 15, N° 5, pp. 766–768, 2003.
- [97] A. Hirano, and Y. Miyamoto, “Novel modulation formats in ultra-highspeed optical transmission systems and their applications”, em *Proceedings of OFC*, Paper ThM1, 2004.
- [98] Y. Miyamoto, K. Yonenaga, A. Hirano, H. Toba, K. Murata, and H. Miyazawa, “Duobinary carrier-suppressed return-to-zero format and its application to 100-GHz spaced 8 x 43-Gb/s DWDM unrepeated transmission over 163 km”, em *Proceedings of OFC*, Paper TuU4, 2001.
- [99] Y. Frignac, G. Charlet, W. Idler, R. Dischler, P. Tran, S. B. S. Lanne, C. Martinelli, G. Veith, A. Jourdan, J. -P. Hamaide, and S. Bigo, “Transmission of 256 wavelengthdivision and polarization-divisionmultiplexed channels at 42.7 Gb/s (10.2 Tb/s capacity) over 3 x 100 km of TeraLight fiber”, em *Proceedings of OFC*, Paper FC5, 2002.
- [100] S. Bigo, “Multiterabit DWDM terrestrial transmission with bandwidth-limiting optical filtering”, *IEEE J. Sel. Topics Quantum Electron.*, Vol. 10, N° 2, pp. 329–340, 2004.
- [101] W. Idler, S. Bigo, Y. Frignac, B. Franz, and D. Veith, “Vestigial side band demultiplexing for ultra high capacity (0.64 bit/s/Hz) transmission of 128 x 40 Gb/s channels”, em *Proceedings of OFC*, Paper MM3, 2001.
- [102] S. Bigo, Y. Frignac, G. Charlet, W. Idler, S. Borne, H. Gross, R. Dischler, W. Poehlmann, P. Tran, C. Simonneau, D. Bayart, A. J. G. Veith, and J. -P. Hamaide, “10.2 Tbit/s (256 x 42.7 Gbit/s PDM/WDM) transmission over 100 km Teralight fiber with 1.28 bit/s/Hz spectral efficiency”, em *Proceedings of OFC*, Paper PD25, 2001.
- [103] T. Tsuritani, A. Agata, I. Morita, K. Tanaka, and N. Edagawa, “Performance comparison between DSB and VSB signals in 20 Gb/s based ultra-long-haul WDM systems”, em *Proceedings of OFC*, Paper MM5, 2001.
- [104] P. Mamyshev, B. Mikkelsen, F. Liu, S. Dey, J. Bennike, and C. Rasmussen, “Spectrally efficient pseudo duo-binary modulation formats for high-speed optical data transmission”, em *Proceedings of Conf. Lasers and Electro-optics*, 2002.
- [105] A. Agrawal, S. Chandrasekhar, and R. -J. Essiambre, “42.7 Gb/s CSRZVSB for spectrally efficient meshed networks”, em *Proceedings of ECOC*, Paper We3.4.4, 2004.
- [106] A. H. Gnauck, and P. J. Winzer, “Optical Phase-Shift-Keyed Transmission”, *Journal of Lightwave Technology*, Vol. 23, N° 1, 2005.

- [107] R. A. Linke, and A. H. Gnauck, “High-capacity coherent lightwave systems”, *J. Lightw. Technol.*, Vol. 6, N<sup>o</sup> 11, pp. 1750–1769, Nov. 1988.
- [108] T. Chikam, S. Watanabe, T. Naito, H. Onaka, T. Kiyonaga, Y. Onoda, H. Miyata, M. Suyama,; M. Seino, and H. Kuwahara, “Modulation and demodulation techniques in optical heterodyne PSK transmission systems”, *J. Lightw. Technol.*, Vol. 8, N<sup>o</sup> 3, pp. 309–325, 1990.
- [109] P. A. Humblet, and M. Azizoglu, “On the bit error rate of lightwave systems with optical amplifiers”, *J. Lightw. Technol.*, Vol. 9, N<sup>o</sup> 11, pp. 1576–1582, 1991.
- [110] G. Jacobsen, *Noise in Digital Optical Transmission Systems*, Boston, MA: Artech House, ch. 2, 1994.
- [111] S. R. Chinn, D. M. Boroson, and J. C. Livas, “Sensitivity of optically preamplified DPSK receivers with Fabry-Perot filters”, *J. Lightw. Technol.*, Vol. 14, N<sup>o</sup> 3, pp. 370–376, 1996.
- [112] D. Penninckx, H. Bissessur, P. Brindle, E. Gohin, and F. Bakhti, “Optical differential phase shift keying (DPSK) direct detection considered as a duobinary signal”, em *Proceedings of ECOC*, pp. 456–457, 2001.
- [113] X. Wei, X. Liu, S. Chandrasekhar, A. H. Gnauck, G. Raybon, J. Leuthold, and P. J. Winzer, “40 Gb/s duobinary and modified duobinary transmitter based on an optical delay interferometer”, em *Proceedings of ECOC*, Paper 9.6.3, 2002.
- [114] E. A. Swanson, J. C. Livas, and R. S. Bondurant, “High sensitivity optically preamplified direct detection DPSK receiver with active delay-line stabilization”, *IEEE Photon. Technol. Lett.*, Vol. 6, pp. 263–265, 1994.
- [115] H. Kim, and P. J. Winzer, “Robustness to laser frequency offset in directdetection DPSK and DQPSK systems”, *J. Lightw. Technol.*, Vol. 21, N<sup>o</sup> 9, pp. 1887–1891, 2003.
- [116] R. A. Griffin, R. I. Johnstone, R. G. Walker, J. Hall, S. D. Wadsworth, K. Berry, A. C. Carter, M. J. Wale, J. Hughes, P. A. Jerram, and N. J. Parsons, “10 Gb/s optical differential quadrature phase shift key (DQPSK) transmission using GaAs/AlGaAs integration”, em *Proceedings of OFC*, , Postdeadline paper FD6, 2002.
- [117] C. Wree, J. Leibrich, and W. Rosenkranz, “RZ-DQPSK format with high spectral efficiency and high robustness towards fiber nonlinearities”, em *Proceedings of ECOC* , Paper 9.6.6, 2002.
- [118] P. S. Cho, V. S. Grigoryan, Y. A. Godin, A. Salamon, and Y. Achiam, “Transmission of 25-Gb/s RZ-DQPSK signals with 25-GHz channel spacing over 1000 km of SMF-28 fiber”, *IEEE Photon. Technol. Lett.*, Vol. 15, pp. 473–475, 2003.
- [119] H. Kim, and R. -J. Essiambre, “Transmission of 8 x 20 Gb/s DQPSK signals over 310-km SMF with 0.8-b/s/Hz spectral efficiency”, *IEEE Photon. Technol. Lett.*, Vol. 15, pp. 769–771, 2003.

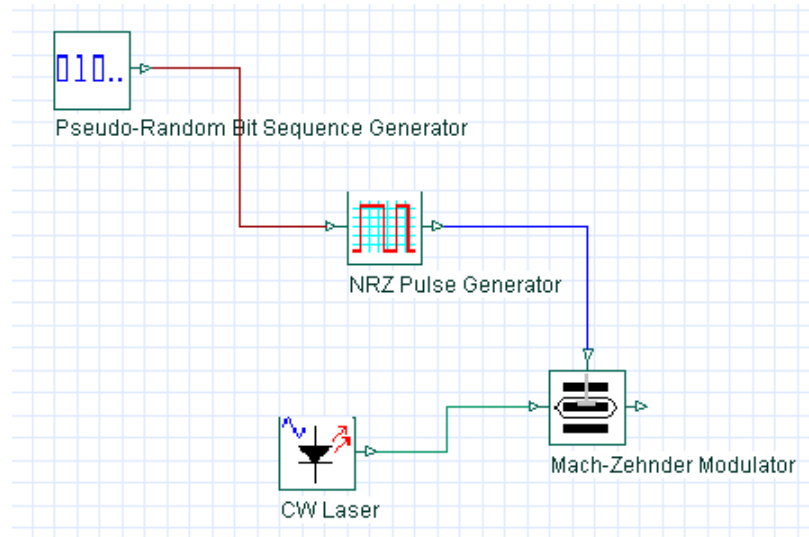


- [120] C. Wree, N. Hecker-Denschlag, E. Gottwald, P. Krummrich, J. Leibrich, E.-D. Schmidt, B. Lankl, and W. Rosenkranz, “High spectral efficiency 1.6-b/s/Hz transmission (8 x 40 Gb/s with a 25-GHz grid) over 200-km SSMF using RZ-DQPSK and polarization multiplexing”, *IEEE Photon. Technol. Lett.*, Vol. 15, pp. 1303–1305, 2003.
- [121] Y. Zhu, K. Cordina, N. Jolley, R. Feced, H. Kee, R. Rickard, and A. Hadjifotiou, “1.6 bit/s/Hz orthogonally polarized CSRZ-DQPSK transmission of 8 x 40 Gbit/s over 320 km NDSF”, em *Proceedings of OFC*, Paper TuF1, 2004.
- [122] <http://my.opera.com/Ricardo%20Belfiglio/blog/projeto-kyatera>. Capturado em 28/02/2009.
- [123] L. Boivin e G. J. Pendock, “Receiver sensitivity for optically amplified RZ signals with arbitrary duty cycle”, em *Proceedings of Optical Amplifiers and Their Applications (OAA)*, , Paper ThB4, 1999.
- [124] P. J. Winzer e A. Kalmar, “Sensitivity enhancement of optical receivers by impulsive coding”, *J. Lightw. Technol.*, Vol. 17, N° 2, pp. 171–177, 1999.
- [125] W. Idler, A. Klekamp, R. Dischler, J. Lazaro, e A. Konczykowska, “System performance and tolerances of 43 Gb/s ASK and DPSK modulation formats”, em *Proceedings of ECOC*, Paper Th2.6.3, 2003.
- [126] X. Zheng, F. Liu e P. Jeppesen, “Receiver optimization for 40-Gb/s optical duobinary signal”, *IEEE Photon. Technol. Lett.*, Vol. 13, N° 7, pp. 744–746, 2001.
- [127] C. R. da Silveira, M. de L. Rocha, G. S. de Almeida e J. C. W. A. Costa, “Desempenho da modulação CSRZ a 40 Gb/s por um enlace com 160 km sem repetição, amplificação de linha e bombeio remoto”, em *Anais do 13 Congresso SBMO Simpósio Brasileiro de Microondas e Optoeletrônica e 8 CBMag Congresso Brasileiro de Eletromagnetismo – MOMAG 2008*, em Florianópolis, SC, Vol. 1, p. 1-5, 2008.
- [128] T. Tokle, C. Peucheret, P. Jeppesen, “Transmission of 1.8 and 4.8 ps RZ signals at 10 Gbit/s over more than 2700 km of a dispersion managed link made of standard and inverse dispersion fibre”, em *Proceedings of Opto Electronics and Communications Conference, OECC*, pp. 266–267, Paper WA4, 2001.
- [129] C. Caspar, H. –M. Foisel, A. Gladisch, N. Hanik, F. Kupperts, “RZ versus NRZ modulation format for dispersion compensated SMF-based 10-Gb/s transmission with more than 100-km amplifier spacing”, *Photonics Technology Letters*, IEEE Vol. 11, N° 4, pp. 481–483, 1999.

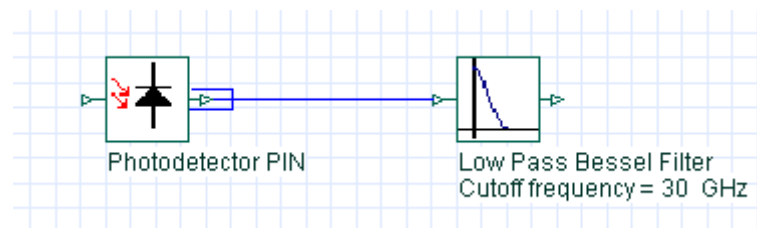
## **APÊNDICE - PALETAS UTILIZADAS NO SOFTWARE OPTISYSTEM PARA OS TRANSMISSORES E RECEPTORES DOS FORMATOS DE MODULAÇÃO ÓPTICA**

Neste apêndice são exibidas as paletas utilizadas no software *Optisystem* para configuração dos transmissores e receptores dos formatos de modulação investigados neste trabalho. Através dessas paletas pode-se visualizar as técnicas de implementação de cada formato de modulação bem como a complexidade de cada um deles. Os valores de pico das tensões de controle (*drive*) para os moduladores Mach-Zehnder (MZMs) para cada formato são exibidas. Estes valores estão em função da tensão de chaveamento do MZM,  $V_{\pi}$ . São mostradas também a polarização ( $V_{bias}$ ) dos MZMs. Nos formatos de modulação de fase em quadratura (NRZ-DQPSK e RZ-DQPSK 33%) são mostrados os picos de amplitude dos sinais pré-codificados na entrada dos MZMs. Estes sinais são denominados I(t) e Q(t) referentes aos sinais pré-codificados em fase e em quadratura, respectivamente.

## NRZ-OOK

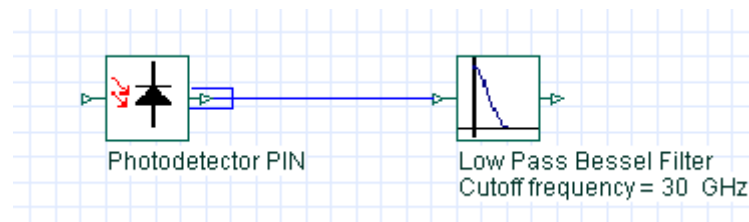
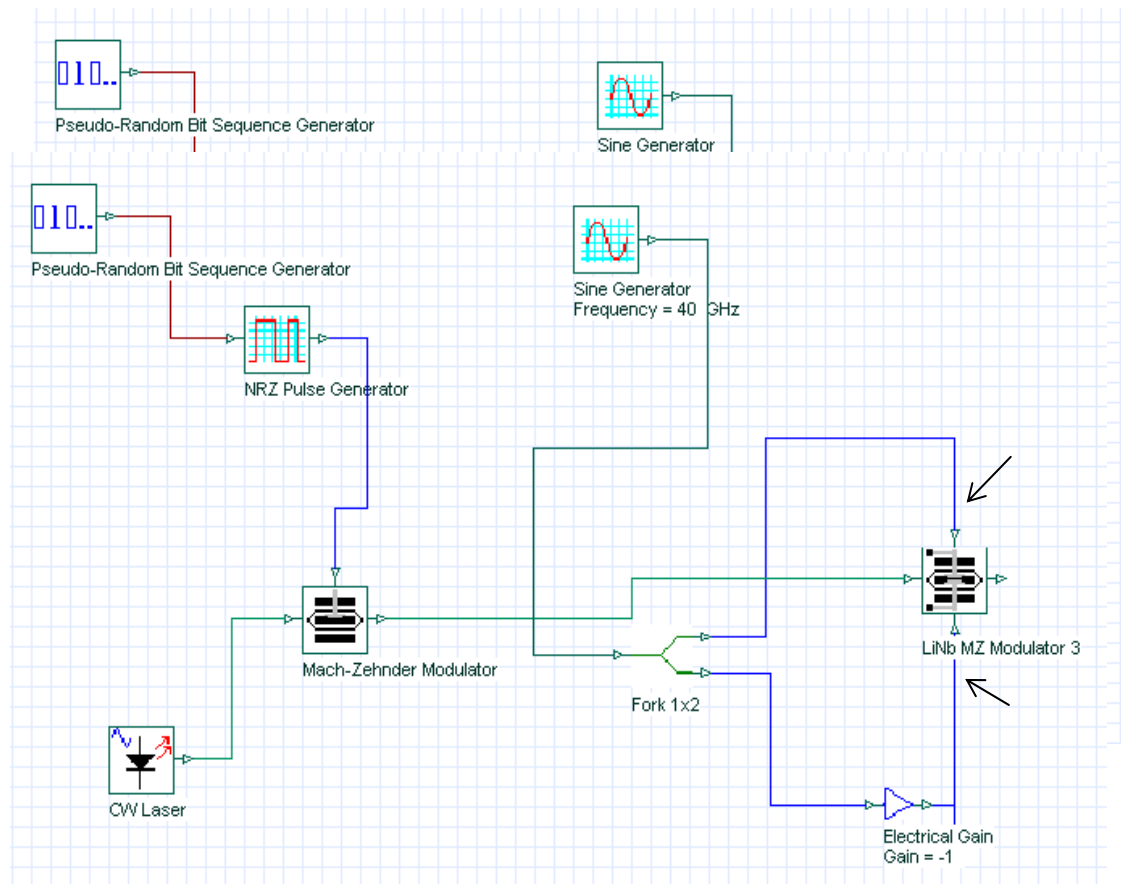


**Figura A.1** - Esquema do transmissor NRZ-OOK.



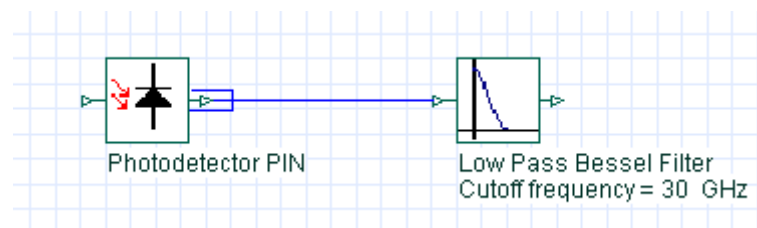
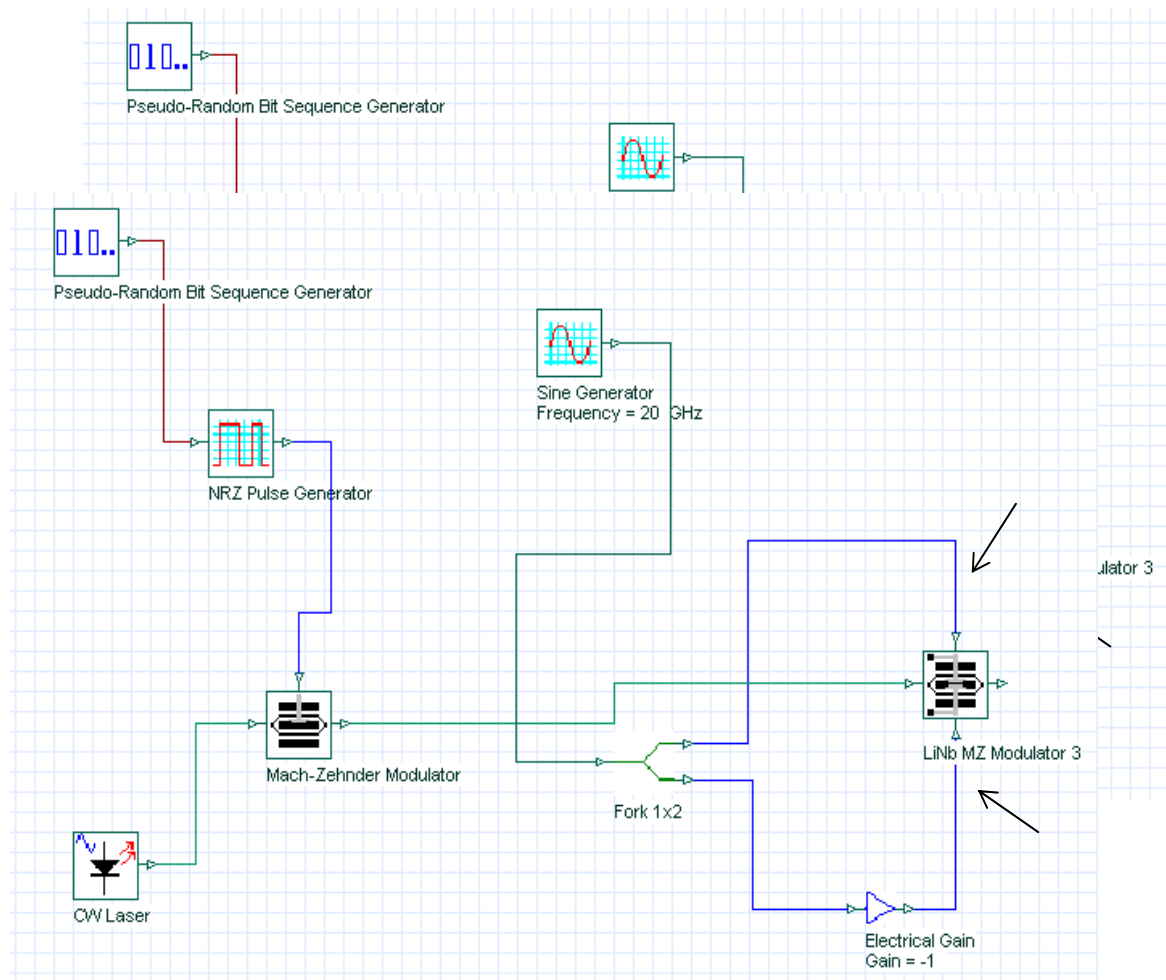
**Figura A.2** - Esquema do receptor NRZ-OOK.

## RZ-OOK 50%



**Figura A. 4** - Esquema do receptor RZ-OOK 50%.

## RZ-OOK 33%



**Figura A. 6** - Esquema do receptor RZ-OOK 33%.

## Duobinário (DB)

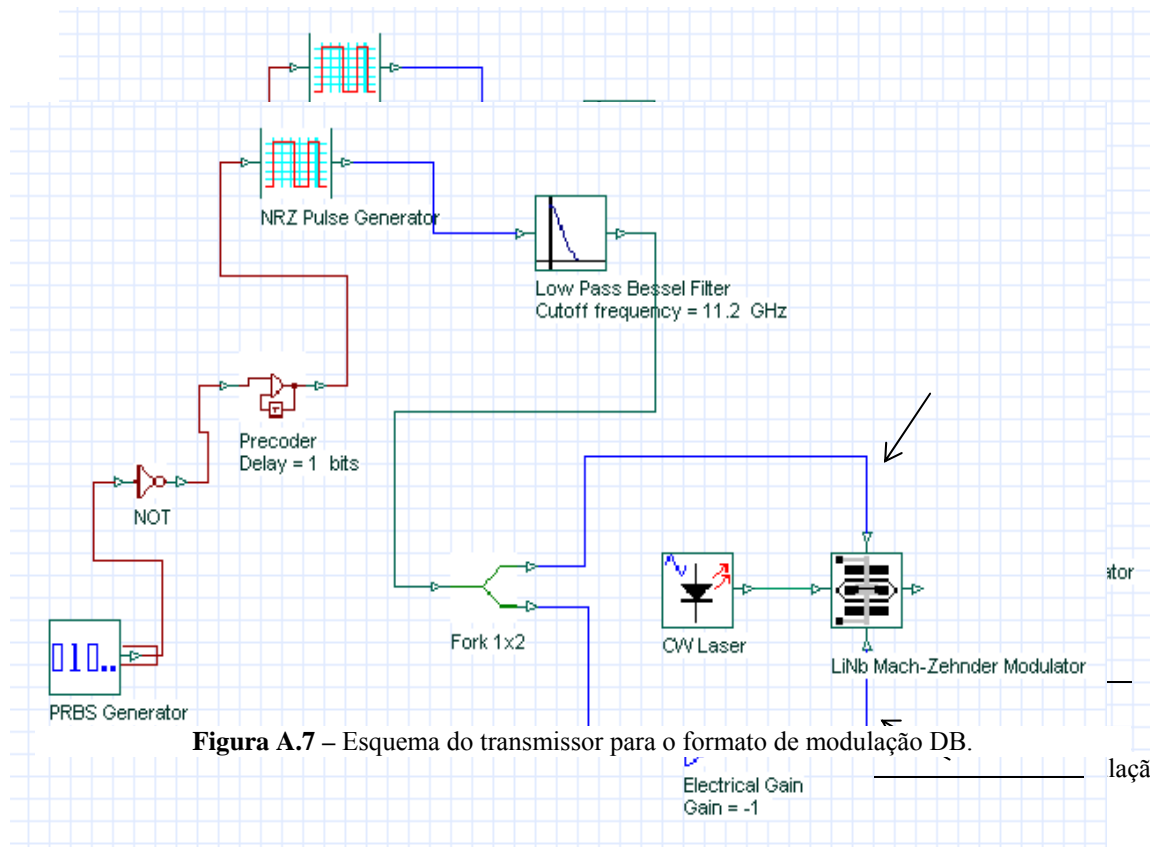


Figura A.7 – Esquema do transmissor para o formato de modulação DB.

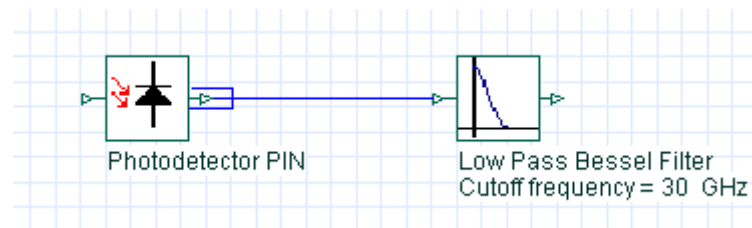
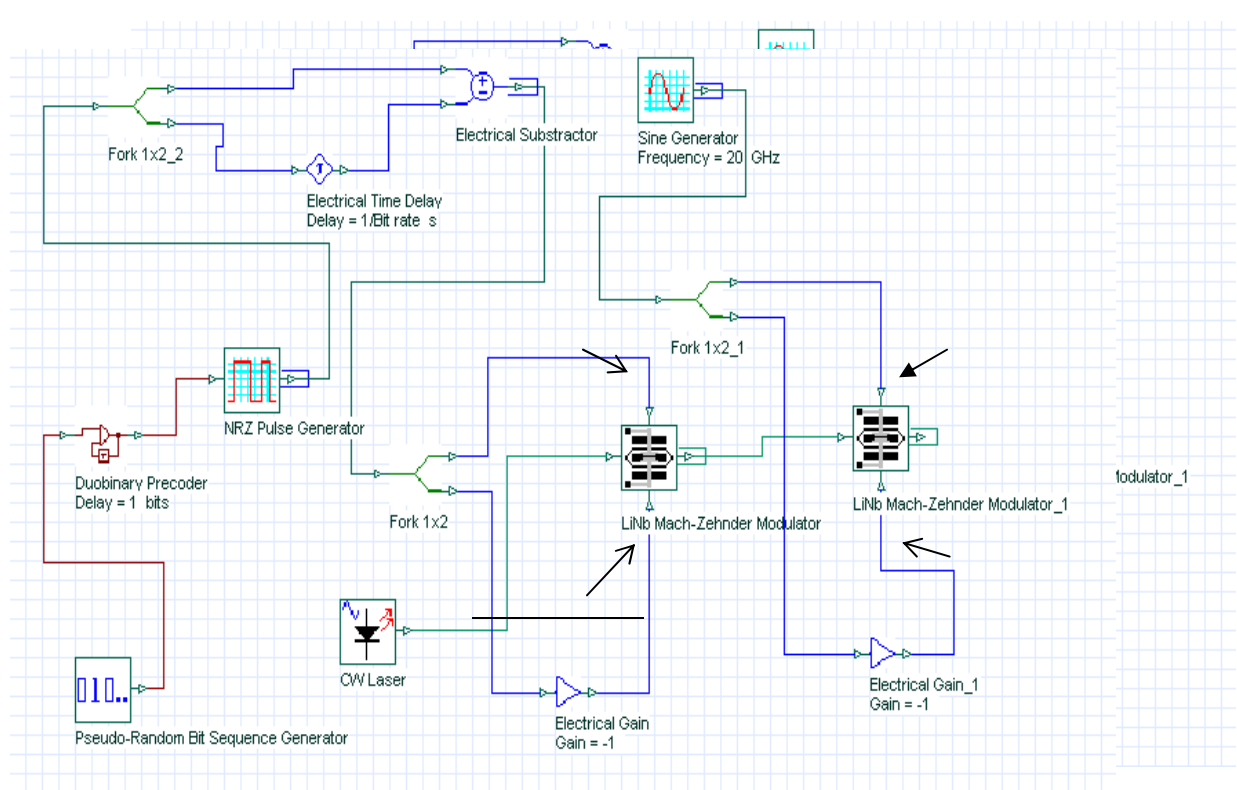
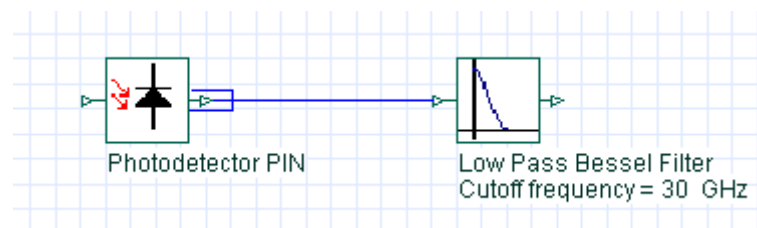


Figura A.9 – Esquema do receptor para DB.

## RZ-AMI 33%

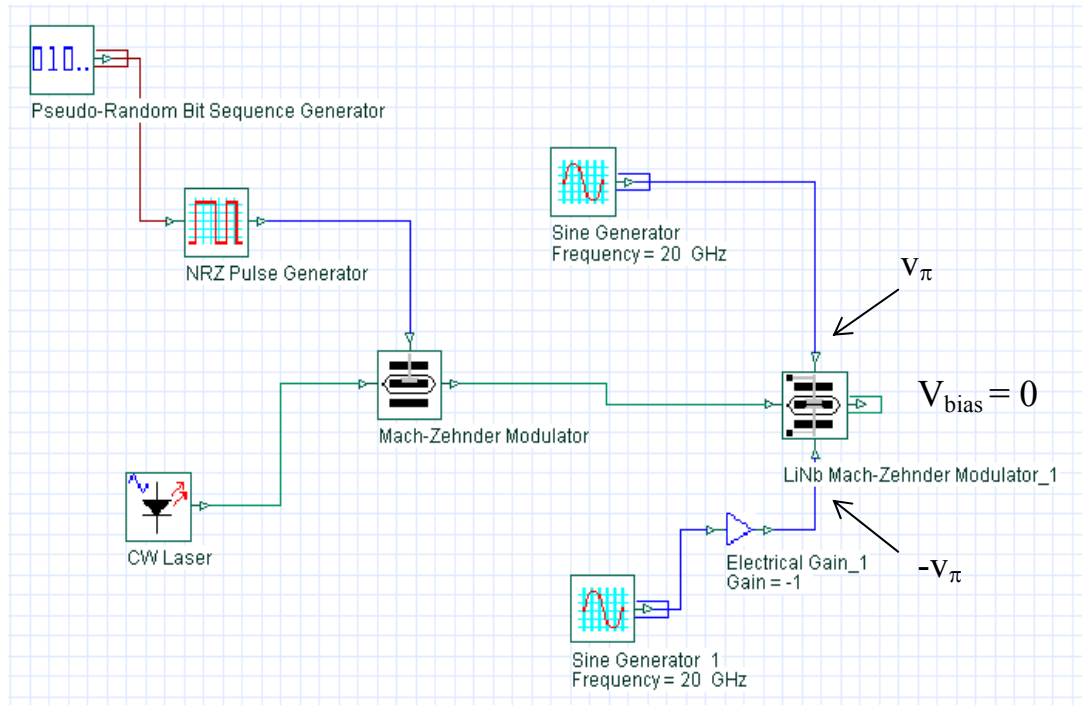


**figura A.10** - Esquema do transmissor RZ-AMI 33%.

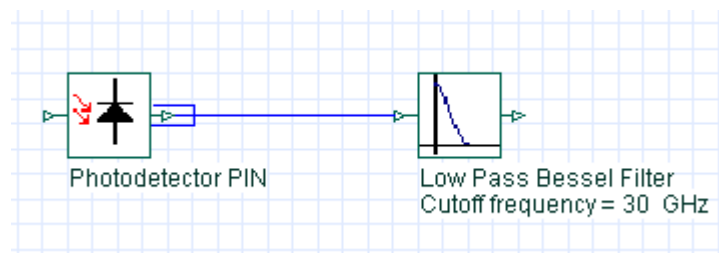


**Figura A.11** - Esquema do receptor RZ-AMI 33%.

# CSRZ



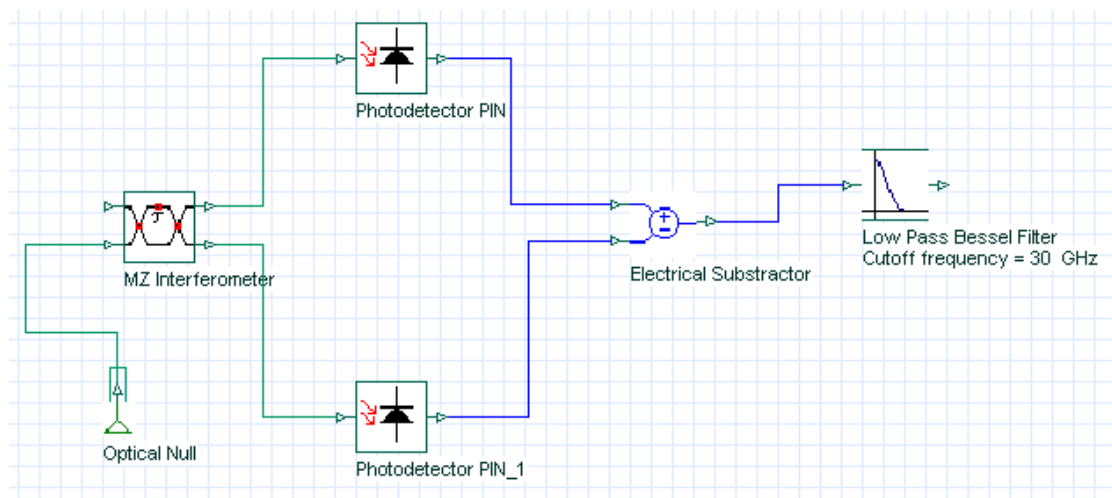
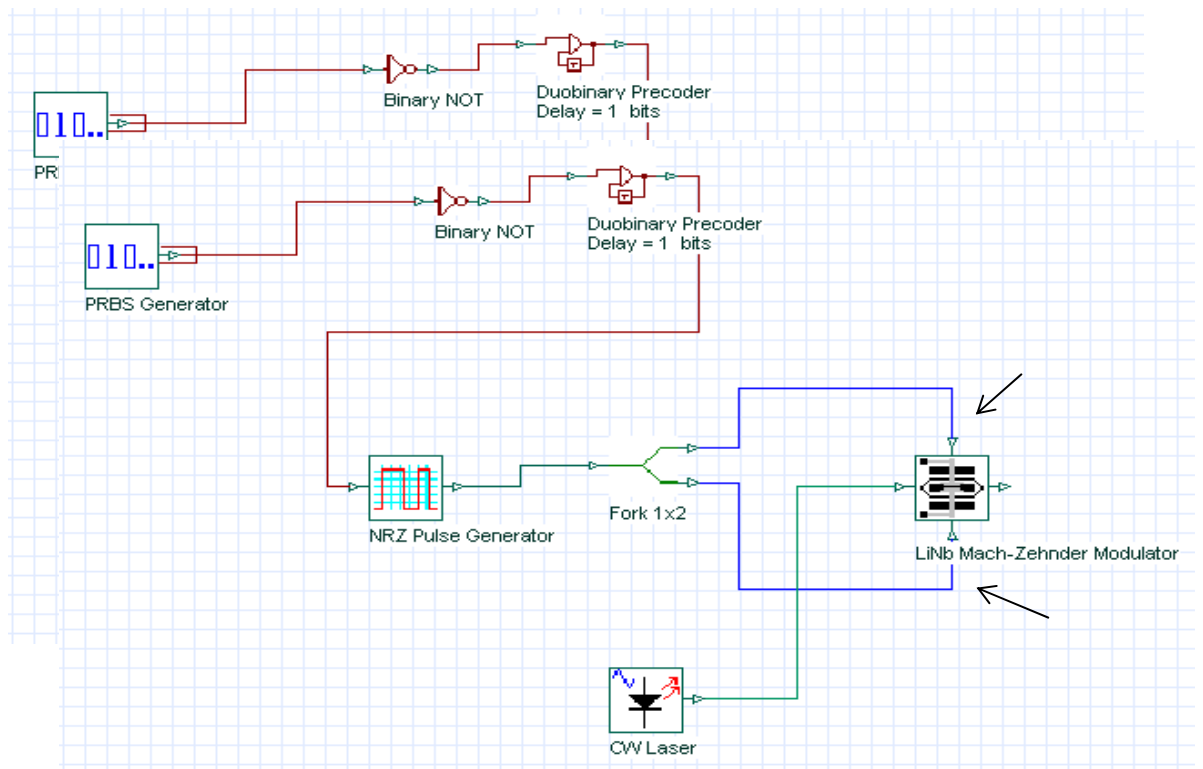
**Figura A.12** - Esquema do transmissor CSRZ .



**Figura A. 13** - Esquema do receptor para o CSRZ.



## NRZ-DPSK



**Figura A.15** - Esquema do receptor para o NRZ-DPSK.

## RZ-DPSK 33%

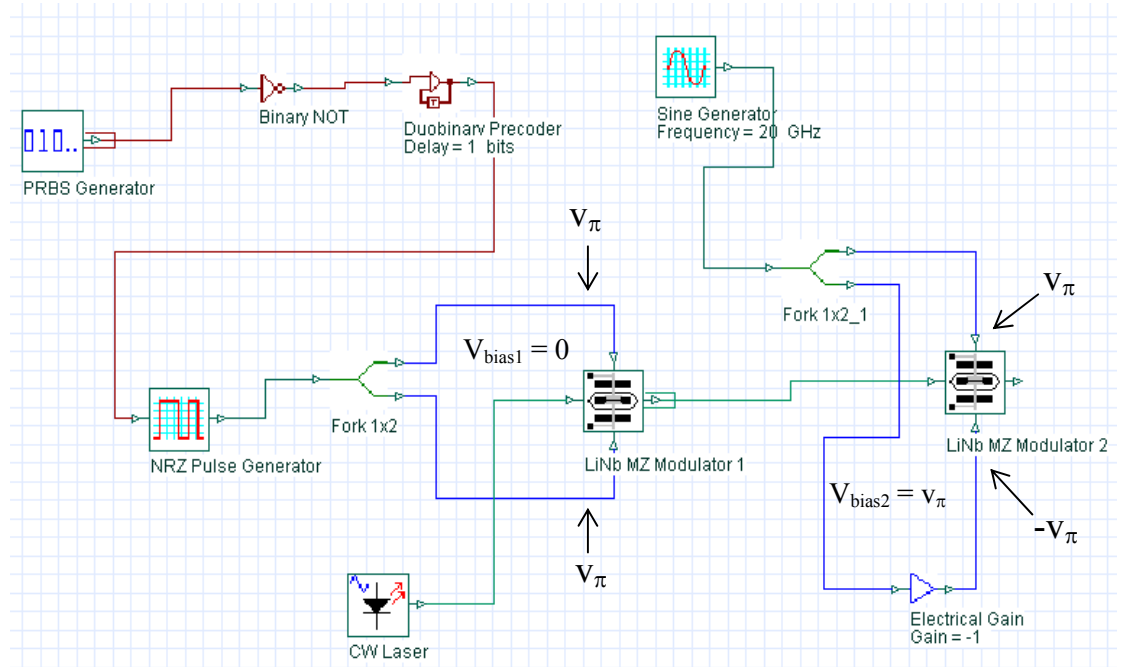


Figura A.16 - Esquema do transmissor RZ-DPSK 33%.

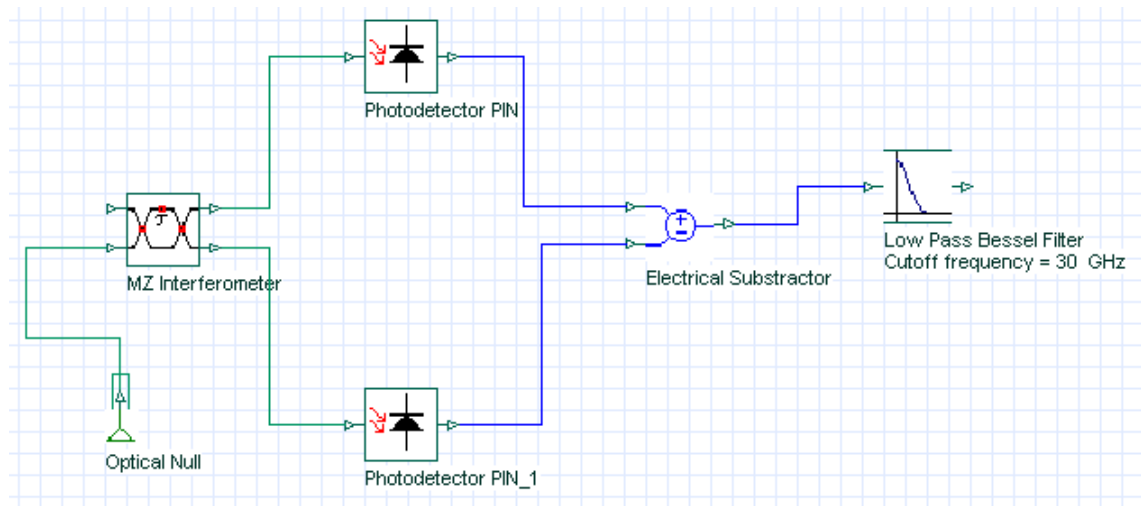


Figura A.17 - Esquema do receptor RZ-DPSK 33%.

# NRZ-DQPSK

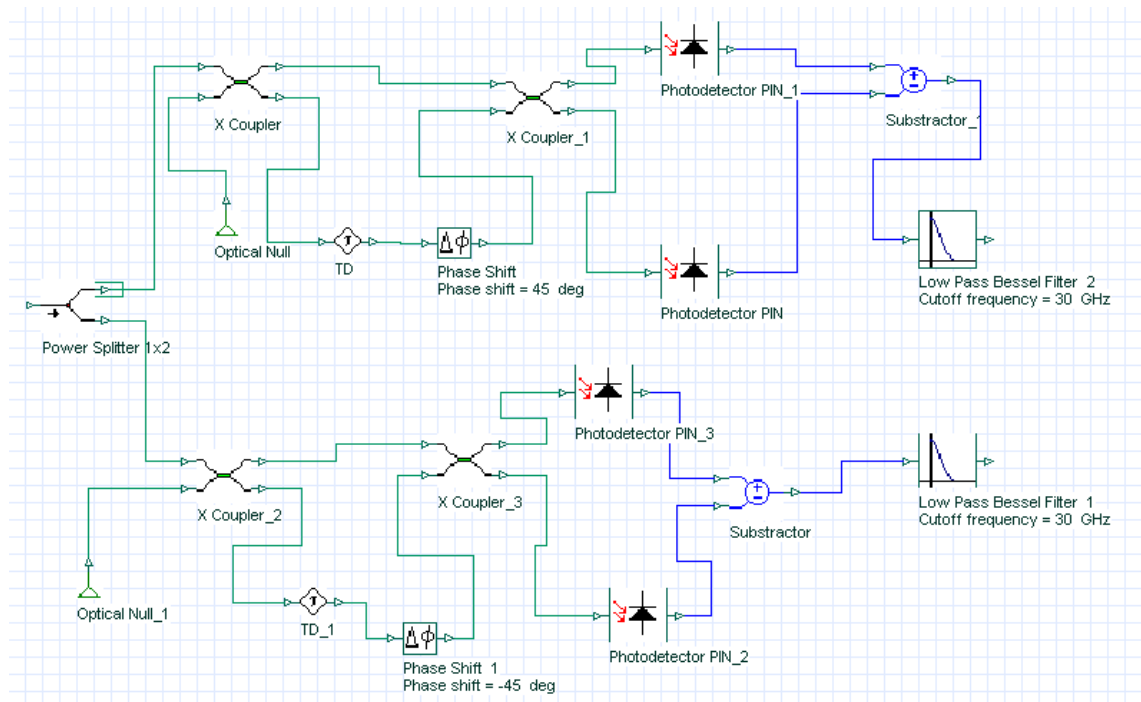
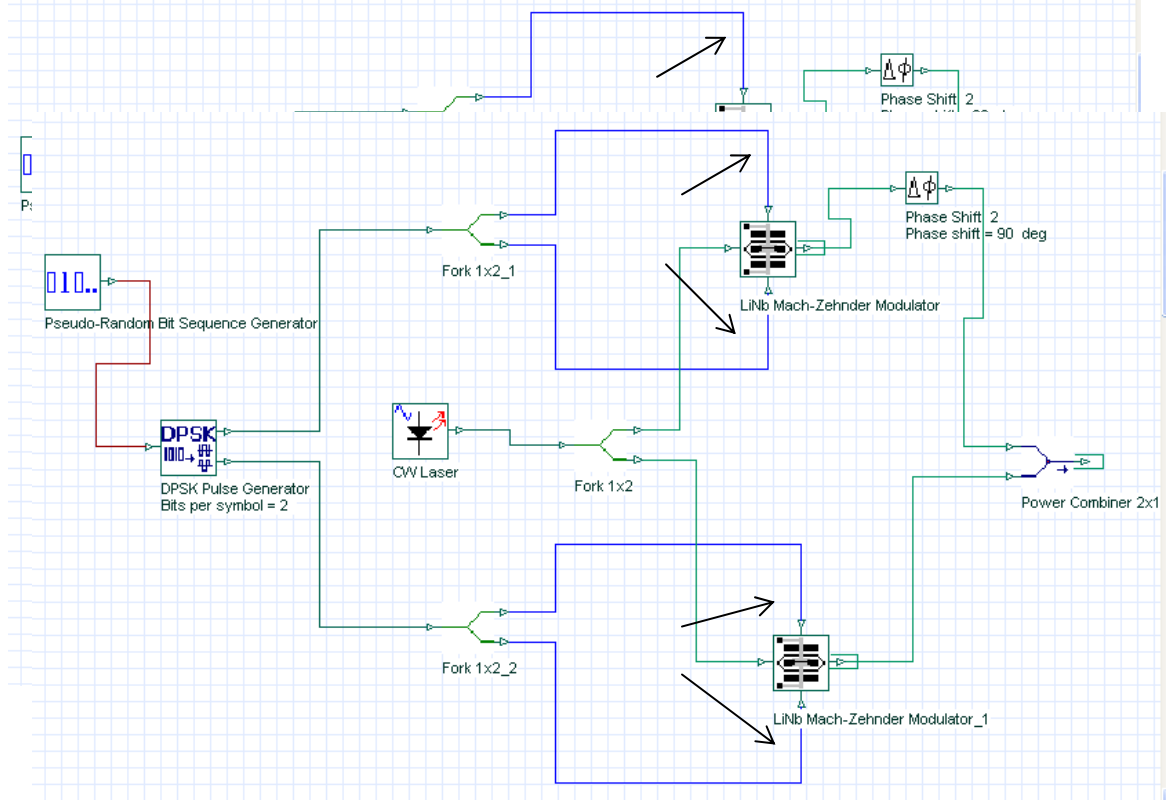


Figura A.19 - Esquema do receptor do NRZ-DQPSK.

## RZ-DQPSK 33%

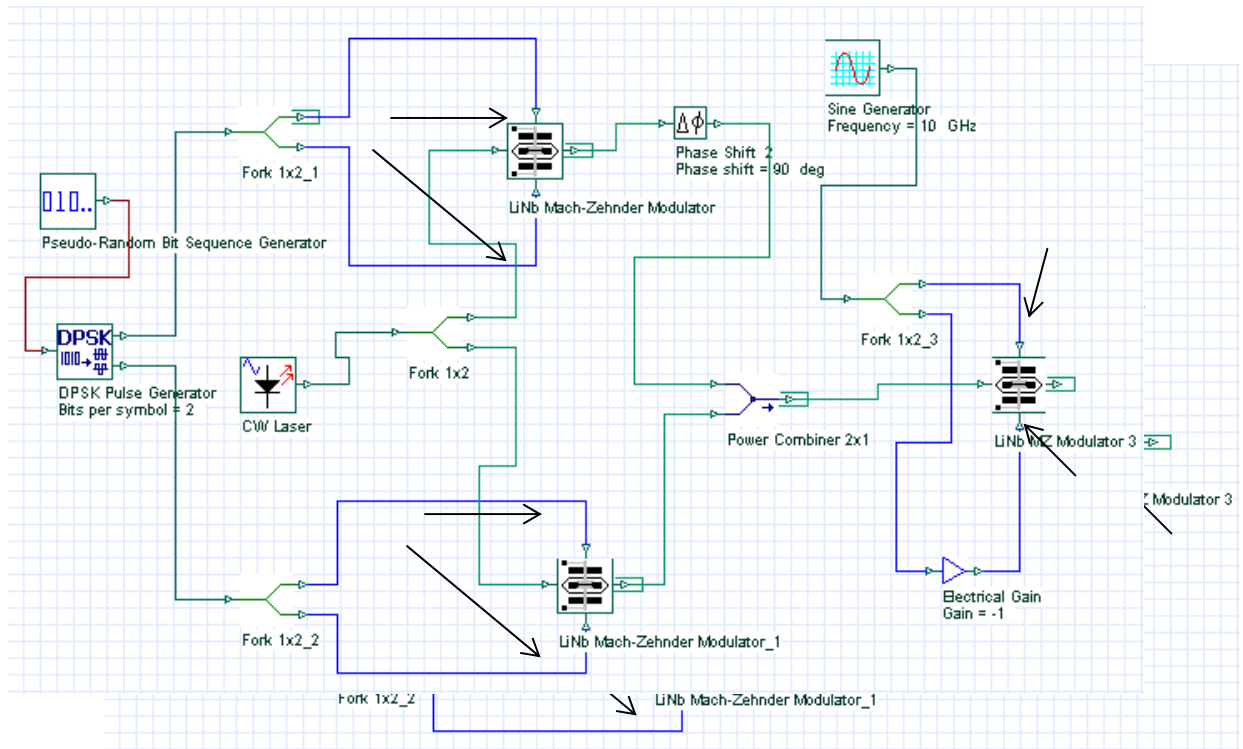


Figura A.20 – Esquema do transmissor RZ-DQPSK 33%.

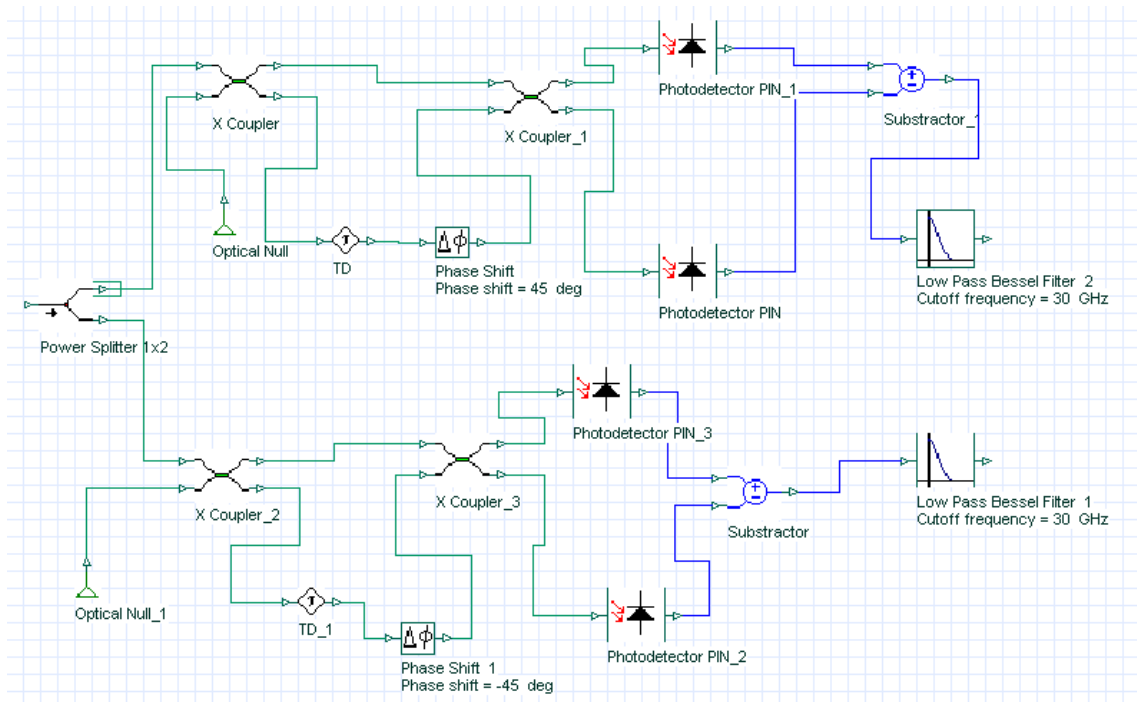


Figura. 21 - Esquema do receptor do RZ-DQPSK 33%.

# Livros Grátis

( <http://www.livrosgratis.com.br> )

Milhares de Livros para Download:

[Baixar livros de Administração](#)

[Baixar livros de Agronomia](#)

[Baixar livros de Arquitetura](#)

[Baixar livros de Artes](#)

[Baixar livros de Astronomia](#)

[Baixar livros de Biologia Geral](#)

[Baixar livros de Ciência da Computação](#)

[Baixar livros de Ciência da Informação](#)

[Baixar livros de Ciência Política](#)

[Baixar livros de Ciências da Saúde](#)

[Baixar livros de Comunicação](#)

[Baixar livros do Conselho Nacional de Educação - CNE](#)

[Baixar livros de Defesa civil](#)

[Baixar livros de Direito](#)

[Baixar livros de Direitos humanos](#)

[Baixar livros de Economia](#)

[Baixar livros de Economia Doméstica](#)

[Baixar livros de Educação](#)

[Baixar livros de Educação - Trânsito](#)

[Baixar livros de Educação Física](#)

[Baixar livros de Engenharia Aeroespacial](#)

[Baixar livros de Farmácia](#)

[Baixar livros de Filosofia](#)

[Baixar livros de Física](#)

[Baixar livros de Geociências](#)

[Baixar livros de Geografia](#)

[Baixar livros de História](#)

[Baixar livros de Línguas](#)

[Baixar livros de Literatura](#)  
[Baixar livros de Literatura de Cordel](#)  
[Baixar livros de Literatura Infantil](#)  
[Baixar livros de Matemática](#)  
[Baixar livros de Medicina](#)  
[Baixar livros de Medicina Veterinária](#)  
[Baixar livros de Meio Ambiente](#)  
[Baixar livros de Meteorologia](#)  
[Baixar Monografias e TCC](#)  
[Baixar livros Multidisciplinar](#)  
[Baixar livros de Música](#)  
[Baixar livros de Psicologia](#)  
[Baixar livros de Química](#)  
[Baixar livros de Saúde Coletiva](#)  
[Baixar livros de Serviço Social](#)  
[Baixar livros de Sociologia](#)  
[Baixar livros de Teologia](#)  
[Baixar livros de Trabalho](#)  
[Baixar livros de Turismo](#)