



**LÍDIA GALDINO**

**UMA CONTRIBUIÇÃO AO ESTUDO DE CONVERSORES/REGENERADORES TOTALMENTE ÓPTICOS DE SINAIS OOK-OCDMA E DPSK-DB-OCDMA USANDO A TÉCNICA DA MISTURA DE QUATRO ONDAS**

**CAMPINAS  
2012**





UNIVERSIDADE ESTADUAL DE CAMPINAS  
FACULDADE DE ENGENHARIA ELÉTRICA E DE COMPUTAÇÃO

LÍDIA GALDINO

UMA CONTRIBUIÇÃO AO ESTUDO DE CONVERSORES/REGENERADORES TOTALMENTE ÓPTICOS DE SINAIS OOK-OCDMA E DPSK-DB-OCDMA USANDO A TÉCNICA DA MISTURA DE QUATRO ONDAS

**Orientador: Prof. Dr. Edson Moschim**

**Coorientador: Prof. Dr. Luiz Henrique Bonani do Nascimento**

Tese de Doutorado apresentada ao Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica da Faculdade de Engenharia Elétrica e de Computação da Universidade Estadual de Campinas para obtenção do título de Doutora em Engenharia Elétrica, na área de Telecomunicações e Telemática.

ESTE EXEMPLAR CORRESPONDE À VERSÃO FINAL DA TESE  
DEFENDIDA PELA ALUNA LÍDIA GALDINO  
E ORIENTADA PELO PROF. DR. EDSON MOSCHIM

Assinatura do Orientador

---

CAMPINAS  
2012

FICHA CATALOGRÁFICA ELABORADA PELA  
BIBLIOTECA DA ÁREA DE ENGENHARIA E ARQUITETURA - BAE - UNICAMP

G131c Galdino, Lídia, 1982-  
Uma contribuição ao estudo de conversores/regeneradores totalmente ópticos de sinais ooc-ocdma e dpsk-db-ocdma usando a técnica da mistura de quatro ondas / Lídia Galdino. --Campinas, SP: [s.n.], 2012.

Orientadores: Edson Moschim.  
Coorientador: Luiz Henrique Bonani do Nascimento.  
Tese de Doutorado - Universidade Estadual de Campinas, Faculdade de Engenharia Elétrica e de Computação.

2. Processamento óptico de sinais. 3. Mistura de quatro ondas. 4. Regeneração . 5. Multiplexação. I. Moschim, Edson, 1953-. II. Nascimento, Luiz Henrique Bonani do. III. Universidade Estadual de Campinas. Faculdade de Engenharia Elétrica e de Computação. IV. Título.

Título em Inglês: A contribution to the study of all optical converters/regenerators of ooc-ocdma and dpsk-db-ocdma signals using the four wave mixing technique

Palavras-chave em Inglês: All optical signal process, Four wave mixing, Regeneration, Multiplexing

Área de concentração: Telecomunicações e Telemática

Titulação: Doutora em Engenharia Elétrica

Banca examinadora: Edson Moschim, Jorge Diego Marconi, Fábio Renan Durand, José Antonio Siqueira Dias, Yuzo Iano

Data da defesa: 12-12-2012

Programa de Pós Graduação: Engenharia Elétrica

---

## COMISSÃO JULGADORA - TESE DE DOUTORADO

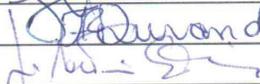
**Candidata:** Lídia Galdino

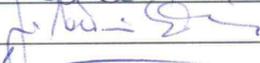
**Data da Defesa:** 12 de dezembro de 2012

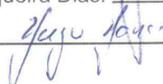
**Título da Tese:** "Uma Contribuição ao Estudo de Conversores/Regeneradores Totalmente Ópticos de Sinais OOK-OCDMA e DPSK-DB-OCDMA Usando a Técnica da Mistura de Quatro Ondas"

Prof. Dr. Edson Moschim (Presidente):  \_\_\_\_\_

Prof. Dr. Jorge Diego Marconi: \_\_\_\_\_

Prof. Dr. Fábio Renan Durand:  \_\_\_\_\_

Prof. Dr. José Antonio Siqueira Dias:  \_\_\_\_\_

Prof. Dr. Yuzo Iano:  \_\_\_\_\_



*Dedico esta Tese  
À minha mãe, Cidinha,  
Ao meu marido, Marcelo.*



## AGRADECIMENTOS

Ao Professor Doutor Edson Moschim pela confiança no meu trabalho e por todo seu apoio.

Ao Professor Doutor Luiz Henrique Bonani por toda a orientação, supervisão, amizade e apoio durante os últimos 6 anos.

Ao Professor Doutor Marcelo Luis Francisco Abbade por todo seu tempo, paciência, experiência e por compartilhar seu conhecimento.

Ao Professor Doutor Fábio Renan Durand, por compartilhar e transmitir seu conhecimento na área de OCDMA.

Ao Professor Doutor Jorge Diego Marconi por transmitir o conhecimento prático necessário para realização deste trabalho.

Ao Professor Doutor Eric de Mello Fagotto pelas discussões proveitosas durante este trabalho.

Ao Paulo Felipe Jarschel por toda sua ajuda durante o desenvolvimento do trabalho experimental.

À minha grande amiga Doutora Indayara Bertoldi Martins pela sua amizade, companheirismo e excelentes discussões durante os 6 anos de LTF.

Ao Doutor Mario Tossi Furtado, pela colaboração e frutíferas discussões durante o doutorado.

Ao Professor Doutor Hugo Luis Fragnito pela oportunidade de realizar os experimentos deste trabalho no laboratório de comunicações ópticas do Instituto de Física Gleb Wataghin da Universidade de Campinas (UNICAMP).

Ao Conselho Nacional de Desenvolvimento Científico e Tecnológico (CNPq), à Fundação de Amparo à Pesquisa do Estado de São Paulo (FAPESP) e à Coordenação de Aperfeiçoamento De Pessoal de Nível Superior (CAPES) pelo suporte financeiro para a realização deste trabalho.



*“Triunfar sobre a natureza e sobre si mesmo sim. Mas sobre os outros nunca.”*

(B. F. Skinner)



## RESUMO

A exigência crescente de se atingir maiores taxas de bits para satisfazer a demanda por largura de banda na internet tem motivado a investigação de dispositivos totalmente ópticos que viabilizem o desenvolvimento de redes ópticas transparentes (TON). O intuito dessas redes é manter o fluxo de dados sempre no domínio óptico, eliminando o gargalo no processamento das conversões óptico-elétricas e eletro-ópticas existentes nos atuais sistemas de comunicações ópticas. Neste trabalho foram investigadas, por meio de experimentos e simulações computacionais, técnicas de processamento óptico de sinais. Estas técnicas utilizam o fenômeno da mistura de quatro ondas (FWM) para multiplexar as informações de dois sinais em um único sinal. Em especial, foram investigadas duas novas técnicas para codificação e regeneração totalmente óptica do sinal não coerente de multiplexação por divisão de códigos ópticos no acesso (OCDMA). Estas técnicas convertem e regeneram no domínio totalmente óptico o sinal modulado em intensidade *on-off keying* (OOK) e o sinal modulado pelo chaveamento por desvio de fase diferencial (DPSK) no sinal OCDMA. Os resultados obtidos comprovaram que ambas as técnicas propostas funcionam corretamente. O sinal de saída OCDMA apresentou ganho na potência de regeneração de 1,69 dB em relação ao sinal de entrada OOK ou DPSK.

A aplicação das técnicas de conversão e regeneração totalmente ópticas propostas, deu origem ao estudo da tecnologia híbrida de multiplexação por divisão de comprimentos de onda com a multiplexação por divisão de códigos ópticos (WDM/OCDM) na camada de transporte de uma rede TON. Heurísticas para atribuição de códigos ópticos e comprimentos de onda, bem como arquiteturas de conversão de códigos ópticos e comprimentos de onda foram propostas. Dos resultados, comprovou-se que a heurística *Random-Random* apresenta um melhor desempenho quando analisada a probabilidade de bloqueio. Ainda, a arquitetura de conversão esparsa parcial de códigos ópticos e comprimentos de onda (SPOCC/SPWC) melhora a utilização de recursos de rede, diminuindo o custo de implementação da rede.

**Palavras-chave:** Processamento Óptico de Sinais, Mistura de Quatro Ondas, Regeneração Totalmente Óptica de Sinais, Multiplexação por Divisão de Códigos Ópticos, Modulação por Desvio de Fase Diferencial.



## ***ABSTRACT***

The growing demand to achieve higher bit rates to satisfy the bandwidth in the internet has motivated the investigation of all optical devices that enable the development of transparent optical networks (TON). The idea is that the data stream always remains in the optical domain, eliminating the bottleneck in the processing of electro-optical conversion that existing in current optical communication systems. In this work new all-optical signal processing techniques are investigated through computer simulations and experiments. These techniques utilize the four wave mixing effect to multiplex information of two input signals into a single one. In particular, two new all-optical techniques for coding and regeneration incoherently optical code division multiple access (OCDMA) signals were investigated. These all optical techniques convert and regenerate the optical signal modulated in intensity, on-off keying (OOK) and / or the optical signal modulated in differential phase shift (DPSK) on OCDMA signal. The results showed that both techniques worked properly. The output OCDMA signal presented an improved in the optical power regeneration of 1,69 dB.

The application of all optical conversion technique with simultaneous signals regeneration led to the study of hybrid wavelength division multiplexing with optical code division multiplexing (WDM/OCDM) technology at the transport layer in a TON network. Heuristics for assigning optical codes and wavelengths as well as optical codes and wavelengths conversion architectures were proposed. From the results, it was shown that Random-Random heuristic has a better performance when analyzing the blocking probability. Still, the sparse partial optical code and wavelength conversion (SPOCC/SPWC) architecture improves the utilization of network resources, reducing the deployment cost of network.

***Keywords:*** *All Optical Signal Process, Four Wave Mixing, All Optical Signal Regeneration, Optical Code Division Multiplexing, Differential Phase Shift Key.*



## LISTA DE FIGURAS

Figura 1.1 – Hierarquia de uma rede óptica. ....	2
Figura 1.2 - Conversão do sinal OOK no sinal OCDMA não coerente codificado por um código óptico (OC). ....	8
Figura 2.1- Codificação OCDMA não coerente.....	15
Figura 2.2 - Codificação no domínio do tempo utilizando ODL: a) Codificador ODL; b) Decodificador ODL (correlator óptico); c) Sinal codificado; d) Funções de autocorrelação e correlação cruzada [65]. ....	17
Figura 3.1- (a) Modulação do campo elétrico em função do tempo (b) Diagrama de constelação do formato de modulação OOK.....	22
Figura 3.2 - Diagrama de blocos de um transmissor NRZ-OOK.....	23
Figura 3.3 - Diagrama de olho do sinal NRZ-OOK [5].....	24
Figura 3.4 – Constelação de sinal OOK (superior) e DPSK (inferior).....	25
Figura 3.5 - Diagrama de olho de um sinal NRZ-DPSK a uma taxa de transmissão de 42,8 Gbps [5].....	25
Figura 3.6 - Transmissor DPSK (a) modulação de fase utilizando um PM e (b) modulação de fase utilizando um MZM.....	27
Figura 3.7 - Codificador DPSK.....	28
Figura 3.8 - RX-DPSK balanceado. ....	29
Figura 3.9 - Diagrama de olho do sinal (a) DB, (b) AMI e (c) detecção balanceada.....	30
Figura 4.1 - Diagrama Simplificado do Conversor de Comprimento de Onda.....	34
Figura 4.2 - Produto dos sinais $f_{ook}$ e $f_{ooc}$ e $f_{ocdm}$ e $f_{ocdm}^*$ .....	35
Figura 4.3 - Regeneração do sinal óptico.....	36
Figura 4.4- Esquemático utilizado para a obtenção da função de transferência.....	37
Figura 4.5 - Função de transferencia via FWM.....	39
Figura 4.6 - Sinal flutuante na saída do receptor.....	40
Figura 5.1 - Diagrama de blocos para conversão e regeneração do sinal OOK para OCDMA ....	44
Figura 5.2 - Espectros dos sinais: (a) sinal OOK, (b) sinal OOC, (c) sinais de entrada da fibra DSF, (d) sinais de saída da fibra DSF gerados pelo processo FWM e (e) sinal OCDMA.....	47

Figura 5.3 - Formas de onda: (a) sinal de entrada OOK, (b) fluxo periódico de um código OOC com sequência de assinatura 00101000 e (c) sinal OCDMA. ....	48
Figura 5.4 - Diagrama de olho simulado sem a degradação imposta pelo ruído ASE: (a) Diagrama de olho do sinal OOK e (a <sub>1</sub> ) Diagrama de olho do sinal OCDMA.....	50
Figura 5.5 - Diagrama de olho do sinal de entrada OOK (a), (b), (c), (d), (e) e os correspondentes diagramas de olho do sinal OCDMA codificado de saída (a <sub>1</sub> ), (b <sub>1</sub> ), (c <sub>1</sub> ), (d <sub>1</sub> ) e (e <sub>1</sub> ), respectivamente.....	51
Figura 5.6 - $Q_{out}$ versus $Q_{in}$ mostrando o desempenho do regenerador óptico 2R.....	52
Figura 5.7 - Montagem experimental do conversor OOK-OCDMA.....	54
Figura 5.8 - Foto dos lasers, amplificadores, geradores de RF, amplificador de RF, geradores de dados, a fibra DS e os filtros do sinal conjugado.....	55
Figura 5.9 - Foto do modulador de intensidade, do controlador de polarização do sinal OCDMA e do filtro e controlador de polarização do sinal OOK.....	55
Figura 5.10 - Foto do modulador de intensidade do sinal OOK, do controlador de polarização e do modulador de fase.....	56
Figura 5.11 - Foto do filtro e os amplificadores utilizados para a geração do ruído.....	56
Figura 5.12 - Curva da Função de transferência da potência do sinal convertido OCDMA em função da potência do sinal de entrada OOK.....	58
5.13 - Diagrama de olho do sinal de entrada .....	59
Figura 5.14 - Diagramas de olho do sinal convertido considerando diferentes valores de potência de pico de entrada $P_{ook}$ : (a) 45 mW, (b) 57 mW, (c) 70 mW, (d) 74 mW, (e) 92 mW e (f) 112 mW.....	60
Figura 5.15 - Espectros dos sinais: (a) sinal OOK, (b) sinal OOC, (c) sinais de entrada da fibra DSF, (d) sinais de saída da fibra DSF gerados pelo processo FWM e (e) sinal OCDMA.....	62
Figura 5.16 - Formas de onda: (a) sinal de entrada, (b) sinal OOC, (c) sinal OCDMA .....	63
Figura 5.17 - Formas de onda: (a) sinal de entrada, (b) sinal OCDMA, (c) sinal convertido .....	64
Figura 5.18 - Diagrama de olho experimental sem a degradação imposta pelo ruído ASE: (a) Diagrama de olho do sinal OOK e (a <sub>1</sub> ) Diagrama de olho do sinal OCDMA.....	65
Figura 5.19 - Diagrama de olho do sinal de entrada OOK (a), (b), (c), (d), (e) e os correspondentes diagramas de olho do sinal OCDMA codificado de saída (a <sub>1</sub> ), (b <sub>1</sub> ), (c <sub>1</sub> ), (d <sub>1</sub> ) e (e <sub>1</sub> ), respectivamente.....	67

Figura 5.20 - $Q_{out}$ versus $Q_{in}$ mostrando o desempenho do regenerador óptico 2R. ....	68
Figura 6.1 - Esquemático do conversor DPSK-DB-OCDMA.....	70
Figura 6.2 - Formas de onda: (a) sinal DB, (b) fluxo periódico de um código OOC com sequência de assinatura 0010100, (c) sinal OCDMA.....	72
Figura 6.3 - Diagrama de olho experimental sem a degradação imposta pelo ruído ASE: (a) Diagrama de olho do sinal DB e (a <sub>1</sub> ) Diagrama de olho do sinal OCDMA.....	73
Figura 6.4 - Diagrama de olho do sinal DB considerando diferentes intensidades de ruído (a), (b), (c), (d), (e) e os correspondentes diagramas de olho do sinal OCDMA codificado de saída (a <sub>1</sub> ), (b <sub>1</sub> ), (c <sub>1</sub> ), (d <sub>1</sub> ) e (e <sub>1</sub> ). ....	74
Figura 6.5 - $Q_{out}$ versus $Q_{in}$ do conversor e regenerados OOK-OCDMA e DPSK-DB-OCDMA	75
Figura 6.6 - $Q_{out}$ versus $Q_{in}$ do conversor e regenerados OOK-OCDMA e DPSK-DB-OCDMA	76
Figura 7.1 - Arquitetura de uma rede OBS.....	79
Figura 7.2 - Protocolo de sinalização JIT. ....	81
Figura 7.3 - Ocupação de recursos - JIT.....	82
Figura 7.4 - Topologia do Sul da Finlândia.....	85
Figura 7.5 - Sistema híbrido WDM/OCDM.....	86
Figura 7.6 - Segmento de rede de seis enlaces, cobrindo uma sequência de sete nós.....	88
Figura 7.7 - Probabilidade de bloqueio da rajada em função da carga de tráfego na rede.....	89
Figura 7.8 - Probabilidade de bloqueio da rajada em função do número de códigos ópticos por comprimento de onda, considerando diferentes cargas de tráfego na rede. ....	90
Figura 7.9 - Arquiteturas de conversão de códigos ópticos e comprimentos de onda: (a) FOOC/WWC, (b) FOOC/FWC, (c) SPOCC/WWC, (d) SPOCC/SPWC. ....	91
Figura 7.10 - Número médio da utilização de conversores de códigos ópticos por nó com arquitetura de conversão total de códigos ópticos (FOCC).....	96
Figura 7.11 - Número médio da utilização de conversores de comprimentos de onda por nó na arquitetura de conversão total de comprimentos de onda (FWC). ....	96
Figura 7.12 - Taxa de utilização dos conversores de códigos ópticos por nó da rede na arquiteturas de conversão FOCC e SPOCC. Foi utilizada uma carga de tráfego de 350 Erlangs.	97
Figura 7.13 - Taxa de utilização dos conversores de comprimentos de onda por nó da rede na arquiteturas de conversão FWC SPWC. Foi utilizada uma carga de tráfego de 400 Erlangs. ....	97

Figura 7.14 - Probabilidade de bloqueio da rajada em função da carga de tráfego na rede, considerando diferentes arquiteturas de conversão..... 98

## LISTA DE TABELAS

Tabela 1.1 – Classificação dos sistemas ópticos de transmissão.....	3
Tabela 4.1- Parâmetros fibra DSF .....	38
Tabela 4.2 - Parâmetros do sinal $f_{ooc}$ de baixa potência .....	38
Tabela 4.3 - Parâmetros do sinal $f_{ook}$ de alta potência .....	38
Tabela 5.1- Parâmetros do sinal OOK.....	45
Tabela 5.2 - Parâmetros do sinal OOC .....	45
Tabela 5.3 - Parâmetros do sinal OCDMA.....	46
Tabela 5.4 - Relação entre $Q_{in}$ e $Q_{out}$ nos resultados simulados do conversor e regenerador OOK-OCDMA e a correspondente BER.....	50
Tabela 5.5- Parâmetros experimentais do sinal OOK .....	57
Tabela 5.6 - Parâmetros experimentais do sinal OOC.....	57
Tabela 5.7 - Parâmetros experimentais do sinal OCDMA .....	57
Tabela 5.8- Relação entre o $Q_{in}$ e $Q_{out}$ dos resultados experimentais do conversor e regenerador OOK-OCDMA bem como a correspondente BER para OSNR considerada. ....	66
Tabela 6.1- Parâmetros dos sinais DPSK e DB.....	71
Tabela 6.2- Relação entre o $Q_{in}$ e $Q_{out}$ do conversor e regenerador DPSK-DB-OCDMA e a correspondente BER para cada intensidade de ruído considerada .....	75
Tabela 7.1 - Número de conversores de códigos e comprimentos de onda por nó da topologia do Sul da Finlândia das arquiteturas de conversão FOCC/FWC/ SPOCC/SPWC.....	95



**LISTA DE ABREVIATURAS E SIGLAS**

AMI	Inversão Alternativa de Sinal ( <i>Alternative Mark Inversion</i> )
ATM	Modo de Transferência Assíncrono ( <i>Asynchronous Transfer Mode</i> )
ASE	Emissão Espontânea Amplificada ( <i>Amplified Spontaneous Emission</i> )
BBP	Probabilidade De Bloqueio da Rajada ( <i>Burst Blocking Probability</i> )
BER	Taxa de Erro de Bits ( <i>Bit Error Rate</i> )
CROW	Anel Ressonador de Guias de Onda ( <i>Coupled Ring-Resonator Optical Waveguide</i> )
CWDM	Multiplexação Esparsa por Divisão de Comprimento De Onda ( <i>Coarse Wavelength Division Multiplexing</i> )
DB	Duobinário ( <i>Duobinary</i> )
DI	Interferômetro de Atraso ( <i>Delay Interferometer</i> )
DLI	Interferômetro de Atraso de Linha ( <i>Delay Line Interferometer</i> )
DPSK	Modulação em Chaveamento por Desvio Diferencial de Fase ( <i>Differential Phase Shifted Keyed</i> )
DQPSK	Codificação Diferencial por Chaveamento de Desvio De Quadratura De Fase ( <i>Differential Quadrature Phase Shift Keying</i> )
DSF	Fibra de Dispersão Deslocada ( <i>Dispersion Shifted Fiber</i> )
DWDM	Multiplexação Densa por Divisão de Comprimento De Onda ( <i>Dense Wavelength Division Multiplexing</i> )
EDFA	Amplificadores de Fibra Dopados a Érbio ( <i>Erbium Doped Fiber Amplifier</i> )
FLP	Prioridade de Primeira Classe ( <i>First Class Priority</i> )
FOOC	Capacidade Total de Conversão De Códigos ( <i>Full Optical Code Conversion</i> )
FTL	Primeira Carga de Tráfego ( <i>First Traffic Load</i> )
FTTH	Fibra até a Casa Fase ( <i>Fiber-to-the-home</i> )
FWC	Conversão Total de Comprimentos de Onda ( <i>Full Wavelength Conversion</i> )
FWM	Mistura de Quatro Ondas ( <i>Four Wave Mixing</i> )
GVD	Dispersão por Velocidade de Grupo ( <i>Group Velocity Dispersion</i> )
HNLF	Fibra Altamente Não-Linear ( <i>Highly Non-Linear Fiber</i> )
IM	Modulador de Intensidade ( <i>Intensity Modulator</i> )

ITU	União Internacional das Telecomunicações ( <i>International Telecommunication Union</i> )
MAI	Interferência de Acesso Múltiplo ( <i>Multi Access Interference</i> )
MAN	Rede Metropolitana ( <i>Metropolitan Area Network</i> )
MZM	Modulador Mach-Zehnder ( <i>Mach-Zehnder Modulator</i> )
MZDI	Interferômetro de Atraso Mach-Zehnder ( <i>Mach-Zehnder Delay Interferometer</i> )
NOLM	Realimentação Óptica Não-Linear com Espelhos ( <i>Nonlinear Optical Loop Mirror</i> )
NRZ	Não-Retorna-A-Zero ( <i>Non-Return-to-Zero</i> )
OBS	Comutação de Rajadas Ópticas ( <i>Optical Burst Switching</i> )
OCDMA	Multiplexação por Divisão de Códigos Ópticos ( <i>Optical Code Division Multiplexing Access</i> )
ODL	Linhas de Atraso Óptico ( <i>Optical Delay Line</i> )
OOC	Código Óptico Ortogonal ( <i>Optical Orthogonal Code</i> )
OOK	Chaveamento Liga-Desliga ( <i>On-Off Keying</i> )
OSNR	Relação Sinal Ruído ( <i>Optical Signal to Noise Ratio</i> )
PM	Modulador de Fase ( <i>Phase Modulator</i> )
PMD	Dispersão pelo Modo de Polarização ( <i>Polarization Mode Dispersion</i> )
PON	Rede Óptica Passiva ( <i>Passive Optical Network</i> )
PPLN	Guias de Onda de Niobato de Lítio Periodicamente Polarizado ( <i>Periodically Poled Lithium Niobate</i> )
PRBS	Sequência de Bits Pseudo-Aleatórias ( <i>Pseudo-Random Binary Sequence</i> )
QAM	Modulação de Amplitude em Quadratura ( <i>Quadrature Amplitude Modulation</i> )
RZ	Retorna-a-Zero ( <i>Return-to-Zero</i> )
RWCA	Atribuição de Códigos Ópticos e Comprimentos de Ondas ( <i>Routing Wavelength Code Assignment</i> )
SOA	Amplificador Óptico à Semicondutor ( <i>Semiconductor Optical Amplifiers</i> )
SPM	Auto Modulação de Fase ( <i>Self-Phase Modulation</i> )
SPOCC	Conversão Esparsa Parcial de Códigos Ópticos ( <i>Sparse Partial Optical Code Conversion</i> )
SPWC	Conversão Esparsa Parcial de Comprimentos de Onda ( <i>Sparse Partial Wavelength Conversion</i> )

SSML	Laser Semicondutor com Modos Síncronos Travados ( <i>Synchronously Modelocked Semiconductor Laser</i> )
TDM	Multiplexação por Divisão no Domínio Do Tempo ( <i>Time Division Multiplexing</i> )
TONs	Redes Ópticas Transparentes ( <i>Transparent Optical Networks</i> )
WAN	Redes de Longas Distâncias ( <i>Wide Area Network</i> )
WDM	Multiplexação por Divisão de Comprimento De Onda ( <i>Wavelength Division Multiplexing</i> )
WWC	Sem Conversão de Comprimentos de Onda ( <i>Without Wavelength Conversion</i> )
XPM	Modulação Cruzada de Fase ( <i>Cross-Phase Modulation</i> )



## SUMÁRIO

<b>AGRADECIMENTOS .....</b>	<b>IX</b>
<b>RESUMO.....</b>	<b>XIII</b>
<b>ABSTRACT.....</b>	<b>XV</b>
<b>LISTA DE FIGURAS .....</b>	<b>XVII</b>
<b>LISTA DE TABELAS.....</b>	<b>XXI</b>
<b>LISTA DE ABREVIATURAS E SIGLAS .....</b>	<b>XXIII</b>
<b>SUMÁRIO .....</b>	<b>XXVII</b>
<b>1 INTRODUÇÃO .....</b>	<b>1</b>
1.1 MOTIVAÇÃO .....	1
1.1.1 Formatos de modulação .....	1
1.1.2 Sistemas de transmissão.....	3
1.1.3 Processamento óptico de sinais.....	5
1.2 OBJETIVO .....	7
1.2.1 Técnicas de conversão e regeneração de sinais.....	7
1.2.2 Análise de desempenho da tecnologia híbrida WDM/OCDM.....	8
1.3 ESTRUTURA DA TESE .....	8
<b>2 MULTIPLEXAÇÃO POR DIVISÃO DE CÓDIGOS ÓPTICOS .....</b>	<b>13</b>
2.1 CARACTERÍSTICAS DE UM SISTEMA OCDM .....	13
2.1.1 Codificação OCDM não coerente no domínio do tempo .....	14
2.1.2 Códigos ópticos ortogonal.....	17
2.1.2.1 Taxa de erro de bits em códigos ópticos ortogonais .....	18
<b>3 FORMATOS DE MODULAÇÃO .....</b>	<b>21</b>
3.1 INTRODUÇÃO .....	21
3.2 MODULAÇÃO EM INTENSIDADE NRZ-OOK .....	22
3.3 MODULAÇÃO EM CHAVEAMENTO POR DESVIO DIFERENCIAL DE FASE .....	24
3.3.1 Transmissor TX-DPSK .....	26

3.3.1.1 Codificador DPSK .....	27
<b>3.3.2 Receptor RX-DPSK .....</b>	<b>28</b>
<b>4 MISTURA DE QUATRO ONDAS, CONVERSÃO E REGENERAÇÃO DE SINAIS</b>	<b>31</b>
4.1 MISTURA DE QUATRO ONDAS E SUAS PROPRIEDADES REGENERATIVAS ...	31
4.2 CONVERSOR DE SINAIS .....	33
4.3 FUNÇÃO DE TRANSFERÊNCIA VIA FWM .....	35
<b>4.3.1 Curva da função de transferência via FWM .....</b>	<b>37</b>
<b>4.3.2 Avaliação do desempenho do regenerador 2R .....</b>	<b>39</b>
<b>5 CONVERSÃO E REGENERAÇÃO TOTALMENTE ÓPTICA DE SINAIS OOK- OCDMA .....</b>	<b>43</b>
5.1 SIMULAÇÕES.....	43
<b>5.1.1 Diagrama de blocos do conversor OOK-OCDMA .....</b>	<b>43</b>
<b>5.1.2 Parâmetros de simulação.....</b>	<b>45</b>
<b>5.1.3 Espectro dos sinais.....</b>	<b>46</b>
<b>5.1.4 Validação do conversor de sinais OOK-OCDMA proposto.....</b>	<b>47</b>
<b>5.1.5 Desempenho do conversor OOK-OCDMA como regenerador .....</b>	<b>49</b>
5.2 EXPERIMENTOS .....	52
<b>5.2.1 Arranjo experimental do conversor OOK-OCDMA.....</b>	<b>53</b>
<b>5.2.2 Parâmetros experimentais.....</b>	<b>56</b>
<b>5.2.3 Função de transferência via FWM.....</b>	<b>58</b>
<b>5.2.4 Espectro dos sinais.....</b>	<b>61</b>
<b>5.2.5 Validação experimental do conversor de sinais OOK-OCDMA proposto.....</b>	<b>62</b>
<b>5.2.6 Desempenho do conversor OOK-OCDMA como regenerador .....</b>	<b>65</b>
<b>6 CONVERSÃO E REGENERAÇÃO TOTALMENTE ÓPTICA DE SINAIS DPSK- DB-OCDMA.....</b>	<b>69</b>
6.1 DIAGRAMA DE BLOCOS DO CONVERSOR DPSK-DB-OCDMA .....	69
6.2 PARÂMETROS DE SIMULAÇÃO.....	71
6.3 VALIDAÇÃO DO CONVERSOR DE SINAIS DPSK-DB-OCDMA .....	71
6.4 DESEMPENHO DO CONVERSOR DPSK-DB-OCDMA COMO REGENERADOR ...	73
6.5 ANÁLISE COMPARATIVA ENTRE O DESEMPENHO DOS CONVERSORES DPSK- DB-OOK E OOK-OCDMA .....	76
<b>7 REDE HÍBRIDA DE MULTIPLEXAÇÃO POR DIVISÃO DE COMPRIMENTOS DE ONDA E MULTIPLEXAÇÃO POR DIVISÃO DE CÓDIGOS ÓPTICOS.....</b>	<b>77</b>

7.1 REDES ÓPTICAS COMUTADAS POR RAJADAS.....	77
<b>7.1.1 Alocação de Recursos.....</b>	<b>79</b>
<b>7.1.2 Protocolos de sinalização JIT .....</b>	<b>80</b>
<b>7.1.3 Dimensionamento do tempo de <i>offset</i>.....</b>	<b>83</b>
7.2 SIMULADOR OBS COM TECNOLOGIA HÍBRIDA WDM/OCDM.....	84
<b>7.2.1 Características de simulação .....</b>	<b>84</b>
7.3 CONCEITOS DA TECNOLOGIA HÍBRIDA WDM/OCDM.....	85
7.4 HEURÍSTICAS DE ATRIBUIÇÃO DE CÓDIGOS ÓPTICOS E COMPRIMENTOS DE ONDA .....	86
<b>7.4.1 Aplicação das heurísticas propostas em uma rede OBS.....</b>	<b>88</b>
7.4.1.1 Desempenho da tecnologia híbrida WDM/OCDM em uma rede OBS .....	89
7.5 ARQUITETURAS DE CONVERSÃO DE CÓDIGOS ÓPTICOS E COMPRIMENTOS DE ONDA .....	90
<b>7.5.1 Modelos analíticos para arquiteturas de conversão total .....</b>	<b>92</b>
<b>7.5.2 Projeto e planejamento das arquiteturas de conversão SPOCC e SPWC.....</b>	<b>94</b>
<b>7.5.3 Análise de desempenho das arquiteturas de conversão .....</b>	<b>95</b>
<b>8 CONCLUSÕES .....</b>	<b>101</b>
<b>PUBLICAÇÕES E APRESENTAÇÕES EM CONFERÊNCIAS .....</b>	<b>103</b>
<b>REFERÊNCIAS.....</b>	<b>105</b>
<b>APÊNDICES .....</b>	<b>113</b>
<b>APÊNDICE A – CÁLCULO DO FATOR Q: RESULTADOS SIMULADOS DO CONVERSOR / REGENERADOR OOK-OCDMA .....</b>	<b>115</b>
<b>APÊNDICE B – CÁLCULO DO FATOR Q: RESULTADOS EXPERIMENTAIS DO CONVERSOR / REGENERADOR OOK-OCDMA.....</b>	<b>119</b>
<b>APÊNDICE C – CÁLCULO DO FATOR Q: RESULTADOS SIMULADOS DO CONVERSOR / REGENERADOR DPSK-DB-OCDMA.....</b>	<b>123</b>
<b>APÊNDICE D – FERRAMENTA DE SIMULAÇÃO .....</b>	<b>127</b>



## 1 INTRODUÇÃO

Neste capítulo, primeiramente é apresentada a motivação para a realização deste trabalho, seguida do objetivo e da organização da tese.

### 1.1 MOTIVAÇÃO

#### 1.1.1 Formatos de modulação

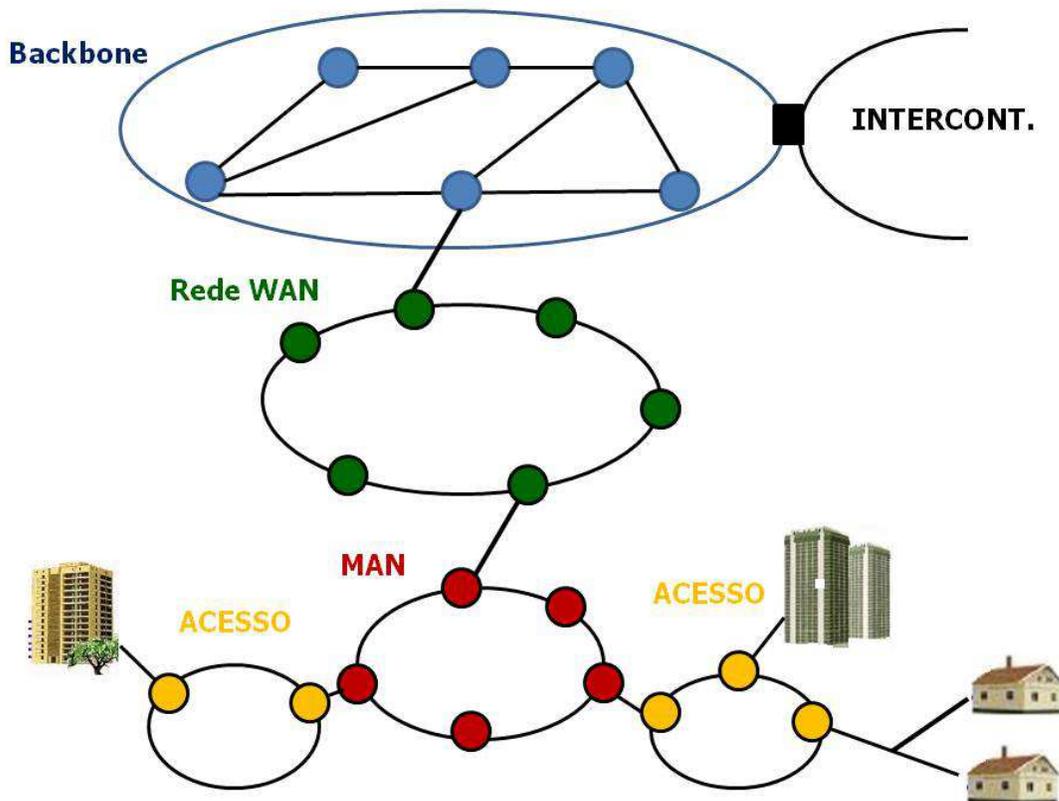
Nos últimos anos tem ocorrido uma melhoria no campo das comunicações ópticas devido à necessidade de obter gradualmente um custo inferior e à procura cada vez maior de largura de banda [1]. Formatos avançados de modulação têm recebido um interesse especial recentemente, a fim de melhorar as deficiências e tirar proveito das propriedades de cada rede. Assim, diferentes formatos de modulação podem ser seletivamente utilizados em futuras redes ópticas, dependendo do sistema de recursos, da taxa de transmissão de bits e do tamanho da rede [2] [3].

O formato de modulação define as características do sinal óptico transmitido ao longo do enlace. Historicamente, a modulação *on-off keying* (OOK) tanto no formato não-retorna-a-zero (NRZ, *non-return-to-zero*) ou retorna-a-zero (RZ, *return to zero*) se tornou a escolha do formato de modulação óptica para a maioria dos sistemas ópticos de comunicação [4][5]. O formato OOK apresenta um custo-benefício na estrutura do transmissor e receptor e um melhor desempenho em transmissões de longas distâncias a uma taxa de transmissão de 10 Gbps [6]. Entretanto, a modulação OOK possui baixa eficiência espectral e portanto, apresenta desvantagens em sistemas com taxas de transmissão superiores a 40 Gbps e espaçamento de 50-GHz entre canais WDM [5][7].

A exigência crescente de atingir maiores taxas de transmissão e uma melhor eficiência espectral, tornou viável o estudo e a implementação de formatos avançados de modulação, que não só transportam a informação nas suas amplitudes ópticas, mas também modulam suas fases [1][2].

Formatos de modulação, como modulação por desvio de fase diferencial (DPSK, *Differential phase shift keying*), codificação diferencial por chaveamento de desvio de quadratura de fase

(DQPSK, *Differential Quadrature Phase Shift Keying*) e modulação de amplitude em quadratura (QAM, *Quadrature Amplitude Modulation*) pertencem a este grupo avançado [2][4][8]. Apesar dos formatos avançados de modulação apresentarem importantes vantagens, o formato NRZ-OOK convencional ainda é amplamente utilizado em sistemas ópticos de transmissão.



**Figura 1.1** – Hierarquia de uma rede óptica.

Categorizar e analisar as características de uma determinada rede antes de escolher o formato de modulação adequado será importante para otimizar o custo-eficácia de cada rede [5]. A Figura 1.1 mostra um esquema da hierarquia de redes ópticas, que em geral, podem ser classificadas em quatro níveis: redes de núcleo (*backbone*), redes de longas distâncias (WAN, *Wide Area Network*), rede metropolitanas (MAN, *Metropolitan Area Network*) e redes de acesso [9]. Entretanto, encontrar uma classificação exata para os tipos de modulação em uma determinada rede óptica é uma tarefa complexa, pois existem muitos fatores a se reconsiderar, dentre eles, o tamanho da rede, o comprimento de um enlace, a taxa de transmissão de dados, pontos de origem e

destino dos dados, etc [2][5]. Por estas razões, escolhas adequadas de formato de modulação para cada rede irão aumentar a capacidade, o custo-eficácia e a robustez dos enlaces de transmissão [5]. A Tabela 1.1 apresenta uma possível classificação dos sistemas ópticos de transmissão e os possíveis formatos de modulação. Observa-se que os sinais DPSK e OOK podem ser adequados em redes MANs. Os sinais RZ-DQPSK e QAM são consideravelmente empregados em redes WANs. Já o sinal NRZ- OOK ainda é maciçamente utilizado em redes de acesso, além de ser adequado às redes MANs [1].

**Tabela 1.1** – Classificação dos sistemas ópticos de transmissão.

<b>Sistema óptico de transmissão</b>	<b>Distância (km)</b>	<b>Formatos de modulação proposto</b>
Transcontinental	>3000	PSK
Núcleo ( <i>Backbone</i> )	1000-3000	PSK, CSRZ, AMI
WAN	300-1000	RZ-DQPSK, QAM
MAN	<300	OOK, DPSK
Acesso	<100	NRZ-OOK

### 1.1.2 Sistemas de transmissão

A maioria das redes ópticas atuais são constituídas por enlaces ópticos que empregam a tecnologia de multiplexação por divisão de comprimento de onda (WDM, *wavelength division multiplexe*) [10]. A tecnologia WDM oferece uma grande largura de banda e utiliza de forma mais eficiente a banda passante das fibras ópticas. Dentro de uma única fibra são estabelecidos, simultaneamente, múltiplos canais ópticos que operam em diferentes comprimentos de onda. Atualmente, existem basicamente duas variações de sistemas WDM: a multiplexação densa por divisão de comprimento de onda (DWDM *Dense Wavelength Division Multiplexing*) e a multiplexação esparsa por divisão de comprimento de onda (CWDM, *Coarse Wavelength Division Multiplexing*). A diferença básica entre as variações DWDM e CWDM é a densidade de comprimentos de onda multiplexados em uma única fibra. Os sistemas DWDM são utilizados principalmente em redes de núcleo (*backbone*) e WAN de alta capacidade de transmissão, e apresentam grande quantidade de recursos de comprimento de onda. Entretanto, o custo do DWDM au-

menta exponencialmente com o aumento do número de comprimentos de onda. Já os sistemas CWDM são mais simples e mais baratos, utilizados tipicamente em redes MAN.

Redes de acesso são geralmente caracterizadas por uma grande diversidade em termos de cliente, protocolos, serviços, infraestrutura e taxas de transmissão. Espera-se que no futuro próximo, os usuários finais irão necessitar de uma largura de banda muito maior que a disponível atualmente. Uma solução para empregar altas taxas de transmissão nas redes de acesso é a fibra até a casa (FTTH, *Fiber-to-the-home*). Além disso, a rede óptica passiva (PON, *Passive Optical Network*) é uma tecnologia interessante em termos de custo-benefício para implementar FTTH [11].

Multiplexação por divisão no domínio do tempo (TDM, *Time Division Multiplexing*) em redes PON, como, Ethernet PON (E-PON) e modo de transferência assíncrono (ATM, *Asynchronous Transfer Mode*) PON tem sido implementados atualmente [12]. A tecnologia TDM-PON tolera um número delimitado de múltiplas taxas de transmissão e de tráfego de rajada, devido à transmissão em multiplexação no domínio do tempo compartilhado no *uplink*, limitando ainda mais a largura de banda do usuário final.

WDM-PON tem sido introduzido para resolver as limitações do TDM-PON. O avanço e a maturidade de dispositivos ópticos WDM reduzem o custo de instalação de redes PON. Além disso, a perspectiva é que a tecnologia WDM-PON seja padronizada e implementada [11]. Em sua recomendação G.694-2, a União Internacional das Telecomunicações (ITU, *International Telecommunication Union*), considera a utilização do CWDM na arquitetura PON [12]. Em uma rede CWDM os comprimentos de ondas estão disponíveis na faixa espectral de 1270 a 1610 com um espaçamento de 20 nm entre os mesmo. Portanto, de acordo com este padrão, apenas 18 comprimentos de onda são fornecidos, o que pode não ser suficiente para atender às redes de acesso, pois é necessário atender um grande número de usuários.

Uma proposta promissora para aumentar granularidade do sistema WDM na rede de acesso, é a multiplexação por divisão de códigos ópticos (OCDMA, *Optical Code Division Multiplexing Access*) [13]. Ao longo dos últimos anos, OCDMA tem sido cotado como um candidato em potencial para implementar as redes PON da próxima geração [12][14][15]. O sistema OCDMA apresenta muitas propriedades atrativas, tais como, compartilhamento de largura de banda assíncrona, possibilidade de qualidade de serviço diferenciada (QoS, *Quality of Service*) na camada física, flexibilidade no projeto dos códigos e alta escalabilidade [12][14].

### 1.1.3 Processamento óptico de sinais

A maioria das redes ópticas atuais são constituídas por enlaces ópticos, que são conectados por nós que processam os sinais no domínio eletrônico [9]. Em cada nó é necessário realizar conversões óptico-elétricas e eletro-ópticas, que constituem um gargalo eletrônico para estes sistemas. A ideia de alcançar uma transmissão totalmente óptica fim a fim está se tornando gradativamente um cenário realista. Nas redes ópticas transparentes (TONs, *Transparent Optical Networks*), os nós transmitem os dados no domínio óptico, eliminando as conversões óptico-elétricas, permitindo assim, conexões de alta velocidade [5]. Perante este cenário, todo o processamento óptico de sinais torna-se uma tecnologia importante para levar a informação somente no domínio óptico [2]. Esse fato implica na necessidade de uma conversão transparente dos formatos de modulação óptica e dos meios de transmissão entre diferentes redes de comunicação. Portanto, a conversão totalmente óptica dos formatos de modulação e dos meios de transmissão é uma promissora tecnologia que será exigida na entrada de diferentes tipos de redes do futuro, fornecendo flexibilidade total entre as redes.

Nos últimos anos, uma variedade de métodos de conversão totalmente óptica dos formatos de modulação têm sido propostos e alguns destes métodos foram demonstrados experimentalmente. Estes métodos utilizam diferentes tipos de técnicas baseadas na modulação cruzada de ganho (XGM, *Cross-Gain Modulation*) em amplificadores ópticos a semicondutores (SOAs, *Semiconductor Optical Amplifiers*) [16][17], lasers de injeção (ILL, *Injection-Locked Laser*) [9], SOAs na estrutura do interferômetro Mach-Zehnder (MZI, *Mach-Zehnder Interferometer*) [18], *SOA loop Mirror* [19], Interferômetro de atraso Mach-Zehnder (MZDI, *Mach-Zehnder Delay Interferometer*) [5], anel ressonador de guias de onda (CROW, *Coupled Ring-Resonator Optical Waveguide*) [20], fibra altamente não-linear (HNLF, *Highly Non-Linear Fiber*) [21], fibra de dispersão deslocada (DSF, *Dispersion Shifted Fiber*) [22], guias de onda de niobato de lítio periodicamente polarizado (PPLN, *Periodically Poled Lithium Niobate*) [23][24].

Nas futuras redes TONs, também será necessária a conversão totalmente óptica dos meios de transmissão WDM, TDM, OCDM. Vários métodos de conversão transparente de sinais WDM para TDM foram propostos e demonstrados experimentalmente. Estes métodos são baseados no efeito não-linear da modulação cruzada de fase (XPM, *Cross-Phase Modulation*) com pulsos triangulares [23], sinais induzidos por fontes de luz supercontínuas [25], SOA [26], realimenta-

ção óptica não-linear com espelhos (NOLM, *Nonlinear Optical Loop Mirror*) em conjunção com laser semiconductor com modos síncronos travados (SSML, *Synchronously Modelocked Semiconductor Laser*) [27], etc.

A literatura também apresenta alguns métodos de conversão de códigos ópticos e comprimentos de onda em uma rede híbrida WDM/OCDM, em que diferentes códigos ópticos são multiplexados e transportados em um único comprimento de onda. Em [28][29] foi demonstrado que um SOA é um dispositivo adequado para conversão de comprimentos de onda em uma rede WDM/OCDM que utiliza sequências de pulso PSK. Em outros estudos a geração de supercontínuo (SC, *Supercontinuum Generation*) na fibra óptica [30][31] e SOA [32] foram utilizados para conversão simultânea totalmente óptica de códigos ópticos e comprimentos de onda. Enquanto que em [33][34], PPLN foram implementados para conversão de códigos e comprimentos de onda em uma rede WDM/OCDM. Já em [35] foi proposto um conversor WDM-OCDM e OCDM-WDM utilizando a geração de supercontínuos (SC). A transmissão de sinais WDM com OCDMA coerente, modulado no formato DPSK e sinais OCDM modulados no formato DPSK foram analisadas experimentalmente em [36][37], respectivamente. Entretanto, nenhuma conversão dos sinais WDM/DPSK em sinais OOK/OCDMA, ou seja, sinais OCDMA incoerentes foi proposta na literatura.

Nas redes TON, além da necessidade de conversão transparente dos formatos de modulação e meios de transmissão, também é necessário regenerar o sinal no domínio óptico. Isso porque, em sistemas de comunicação óptica com altas taxas de transmissão, os dados sofrem degradação durante sua propagação devido ao ruído, à distorção do pulso e interferência entre os canais. A acumulação do ruído amplificado de emissão espontânea (ASE, *Amplified Spontaneous Emission*) gerado por amplificadores, degrada a relação sinal ruído (OSNR, *Optical Signal to Noise Ratio*) do sistema. A dispersão cromática afeta a forma do pulso, ao passo que os filtros degradam a qualidade do sinal.

Regeneradores totalmente ópticos são componentes críticos para a restauração do sinal, pois evitam as limitações de conversões óptico-elétricas e eletro-ópticas. A regeneração pode ser do tipo 2R, para o sinal de remodelação, ou 3R para sinal remodulado e reprogramado. Efeitos não lineares como, auto modulação de fase (SPM, *Self-Phase Modulation*) [27][38][39], modulação cruzada de fase (XPM, *Crossphase Modulation*) [40], e o efeito da mistura de quatro ondas (FWM, *Four Wave Mixing*) [41][42][43][44][45] têm sido frequentemente utilizados na imple-

mentação de regeneradores totalmente ópticos. Particularmente, uma extensiva análise da FWM baseada na regeneração 2R foi realizada em [43].

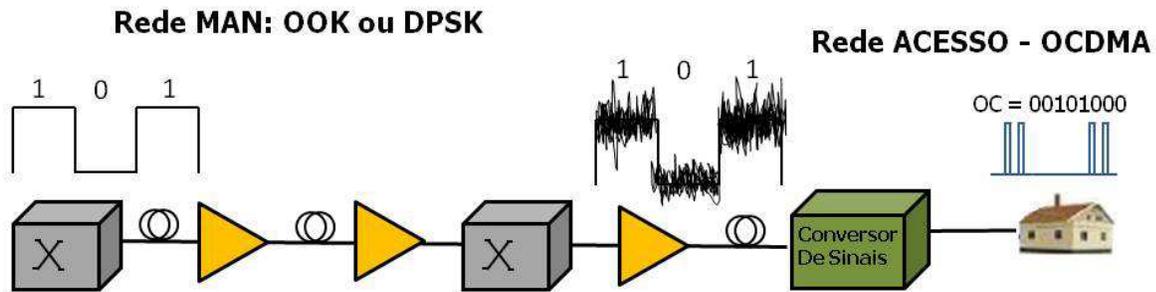
## 1.2 OBJETIVO

Esta Tese, tem como objetivo propor duas novas técnicas de conversão e regeneração totalmente ópticas de sinais. Também tem com objetivo analisar o desempenho da tecnologia híbrida WDM/OCDM na camada de transporte de uma rede TON. As técnicas propostas e a análise de desempenho de uma rede TON são descritas, respectivamente, nas subseções 1.2.1 e 1.2.2.

### 1.2.1 Técnicas de conversão e regeneração de sinais

Dada a importância da conversão e regeneração totalmente óptica entre formatos de modulação e tecnologias de transmissão, esta tese tem por objetivo analisar por meio de experimentos e simulações computacionais duas novas técnicas de processamento óptico de sinais, capazes de converter, codificar e regenerar o sinal OCDMA incoerente. O método utilizado para codificação e regeneração do sinal OCDMA é o processo de mistura de quatro ondas (FWM) na fibra óptica. A primeira técnica proposta, converte / regenera o sinal OOK no sinal OCDMA. A segunda, converte / regenera o sinal DPSK no sinal OCDMA.

Como ilustra a Figura 1.2, as técnicas propostas funcionam como um conector fotônico (*gateway*) que converte e regenera o sinal OOK ou DPSK ruidoso que passou por uma cascata de amplificadores ópticos ao ser transmitido na rede MAN, para um sinal OCDMA incoerente, codificado por um código óptico ortogonal (OC) na rede de acesso.



**Figura 1.2** - Conversão do sinal OOK no sinal OCDMA não coerente codificado por um código óptico (OC).

Esta é a primeira vez que a técnica proposta de codificação / regeneração do sinal OOK no sinal OCDMA incoerente é reportada na literatura. Em adição, é a primeira vez que um conversor totalmente óptico do sinal DPSK para OCDMA não coerente com regeneração simultânea de sinais é proposto. Devido a limitações de equipamentos, só foi possível analisar experimentalmente a primeira técnica proposta.

### 1.2.2 Análise de desempenho da tecnologia híbrida WDM/OCDM

A aplicação das técnicas de conversão e regeneração totalmente ópticas de sinais motivou o estudo do desempenho da tecnologia híbrida de multiplexação por divisão de comprimentos de onda e códigos ópticos (WDM/OCDM) na camada de transporte de uma rede TON. Neste cenário, são propostos e implementados algoritmos de atribuição de códigos ópticos e comprimentos de ondas (RWCA, *Routing and Wavelength/Code Assignment*) para o sistema híbrido WDM/OCDM. Também são propostas e analisadas o desempenho de arquiteturas de conversão de códigos ópticos e comprimentos de onda.

## 1.3 ESTRUTURA DA TESE

Esta Tese está organizada em oito capítulos. Descrições sucintas destes capítulos são apresentadas a seguir:

## **Capítulo 2 - Multiplexação por Divisão de Códigos Ópticos**

Neste capítulo, é descrita a tecnologia OCDM, o processo de codificação e as características dos códigos ópticos ortogonais.

## **Capítulo 3 - Formatos de Modulação**

Neste capítulo são apresentados detalhadamente os processos de transmissão e recepção dos formatos de modulação OOK e DPSK, respectivamente.

## **Capítulo 4 - Mistura de Quatro Ondas, Codificação OCDMA e Regeneração de Sinais**

Neste capítulo é abordado o fenômeno da mistura de quatro ondas, considerando suas propriedades regenerativas. A aplicação do processo da FWM para codificação e regeneração totalmente óptica dos sinais OOK e DPSK no sinal OCDMA não coerente é descrita detalhadamente. Também é apresentado as características da função de transferência da FWM. Por fim, é descrito o método utilizado para avaliar o desempenho de regeneração do sinal.

## **Capítulo 5 - Conversão e Regeneração Totalmente Óptica de Sinais OOK-OCDMA**

Neste capítulo são apresentados os testes simulados e experimentais realizados para avaliar e validar a técnica de conversão e regeneração totalmente óptica de sinais OOK-OCDMA. O método utilizado para conversão e regeneração dos sinais foi o processo de mistura de quatro ondas (FWM). A técnica proposta funciona como um conector fotônico (*gateway*) que converte e regenera o sinal modulado no formato OOK, transmitido na rede MAN, para um sinal OCDMA não coerente na rede de acesso. São demonstrados, respectivamente, o diagrama de blocos do conversor OOK-OCDMA; os parâmetros de simulação; os espectros dos sinais; a validação do dispositivo com um conversor e o desempenho do conversor proposto com regeneração simultânea de sinais. Em seguida, são descritas as condições experimentais do conversor proposto. São descritos e apresentados, respectivamente, o arranjo experimental; a análise experimental do ponto ótimo de regeneração do sinal e a validação do desempenho do dispositivo proposto como um regenerador de sinais.

## **Capítulo 6 - Conversão e Regeneração Totalmente Óptica de Sinais DPSK-DB-OOK**

Neste capítulo é proposta e analisada uma técnica totalmente óptica de conversão e regeneração de sinais DPSK-OCDMA a partir do processo FWM. O propósito desta técnica é realizar uma conexão totalmente óptica entre a rede MAN e a rede de acesso. Primeiramente, é demonstrado e analisado o diagrama de blocos do conversor DPSK-OCDMA proposto, seguidos dos parâmetros de simulação, da validação e do desempenho do conversor proposto como um regenerador.

## **Capítulo 7 - Tecnologia Híbrida de Multiplexação por Divisão de Comprimentos de Onda e Multiplexação por Divisão de Códigos Ópticos**

Neste capítulo é analisado desempenho da tecnologia híbrida de multiplexação por divisão de comprimentos de onda e multiplexação por divisão de códigos ópticos em redes comutadas por rajadas ópticas, justificando o estudo das técnicas de conversão e regeneração totalmente ópticas. São propostas heurísticas de atribuição de códigos ópticos e comprimentos de onda e arquiteturas de conversão de códigos ópticos e comprimentos de onda. O desempenho da tecnologia híbrida WDM/OCDM e as propostas descritas anteriormente foram analisadas em uma rede de rajadas ópticas (OBS, *Optical Burst Switching*).

## **Capítulo 8 - Conclusões e Trabalhos Futuros**

Neste capítulo são apresentadas as conclusões finais do trabalho e as perspectivas de continuidade.

Além dos capítulos, quatro apêndices compõem a Tese. Estes estão relacionados ao cálculo do Fator Q apresentados nos Capítulos 5 e 6.

## **Apêndice A - Cálculo do Fator Q: Resultados simulados do conversor / regenerador OOK-OCDMA**

Este apêndice demonstra os cálculos do Fator Q dos resultados simulados do conversor e regenerador OOK-OCDMA apresentados na Seção 5.1.5, Tabela 5.4.

### **Apêndice B - Cálculo do Fator Q: Resultados experimentais do conversor/ regenerador OOK-OCDMA**

Este apêndice demonstra os cálculos do Fator Q dos resultados experimentais do conversor e regenerador OOK-OCDMA apresentados na Seção 5.2.4, Tabela 5.8.

### **Apêndice C - Cálculo do Fator Q: Resultados simulados do conversor/ regenerador DPSK-DB-OCDMA**

Este apêndice demonstra os cálculos do Fator Q dos resultados simulados do conversor e regenerador DPSK-DB-OCDMA apresentados na Seção 6.4, Tabela 6.2.

### **Apêndice D - . Ferramenta de simulação**

Neste apêndice, é apresentado o simulador de rajadas ópticas (OBS) implementado com tecnologia híbrida WDM/OCDM



## 2 MULTIPLEXAÇÃO POR DIVISÃO DE CÓDIGOS ÓPTICOS

Este Capítulo, apresenta uma breve introdução da tecnologia OCDM, o processo de codificação e as características dos códigos ópticos ortogonais.

### 2.1 CARACTERÍSTICAS DE UM SISTEMA OCDM

Multiplexação por divisão de códigos ópticos no acesso (OCDMA) é uma técnica de espalhamento espectral, a qual aumenta a largura de banda física do canal aplicando o espalhamento do código. O espalhamento pode ser por sequência direta, em que os bits são multiplexados por uma sequência de código e divididos em pequenos pulso chamados *chips*. O sistema OCDMA apresenta muitas propriedades atrativas, tais como o compartilhamento de largura de banda assíncrona, a possibilidade de qualidade de serviço diferenciada (QoS) na camada física, a flexibilidade no projeto dos códigos e alta escalabilidade [46][47]. Além disso, diferentes usuários podem dividir o mesmo canal utilizando diferentes códigos para sua comunicação.

A codificação OCDM envolve a multiplexação dos bits de dados por uma sequência de código, quer no domínio do tempo ou na combinação do domínio do tempo com o comprimento de onda. O último método é chamado codificação bidimensional (2D) [48]. A codificação em duas dimensões (2D) combina a seleção de comprimentos de onda com o espalhamento no tempo. Um bit de dados é codificado por consecutivos *chips* de diferentes comprimentos de onda. Uma única sequência de comprimento de onda constitui o código óptico. Um sinal codificado no domínio do tempo, o bit é dividido em componentes menores chamados *chips*. A codificação no domínio do tempo pode ser coerente ou não coerente. A codificação coerente utiliza modulação coerente com detecção coerente (MC/DC, *Coherent Modulation, Coherent Detection*). A informação é transmitida na fase óptica do sinal e requer fontes coerentes com precisão na detecção da fase. Alternativamente, a codificação não coerente utiliza modulação em intensidade e detecção direta (IM/DD, *Intensity Modulation, Direct Detection*). O sinal é transmitido com modulação de intensidade do campo elétrico (IM) e detectado diretamente por um fotodiodo (DD), que extrai o sinal transmitido a partir da detecção do quadrado do campo elétrico (detecção quadrática) que incide no fotodiodo [48][49][50].

A dispersão cromática, a dispersão dos modos de polarização (PMD, *Polarization Mode Dispersion*) e a interferência de acesso múltiplo (MAI, *Multiple Access Interference*) são os principais fatores limitante do desempenho do sistema OCDMA. O impacto das limitações físicas em redes OCDM e WDM/OCDM foram analisados em [51][52][53][54][55][56].

Em uma rede OCDM, independentemente do tipo de codificação, os sinais dos diferentes codificadores são acoplados e cada decodificador recebe a soma dos sinais codificados. Se um dado codificador transmite um sinal, somente o decodificador com o mesmo código é capaz de recuperar os dados. Sinais indesejáveis devido à MAI aparecem como ruído para o decodificador [51][52].

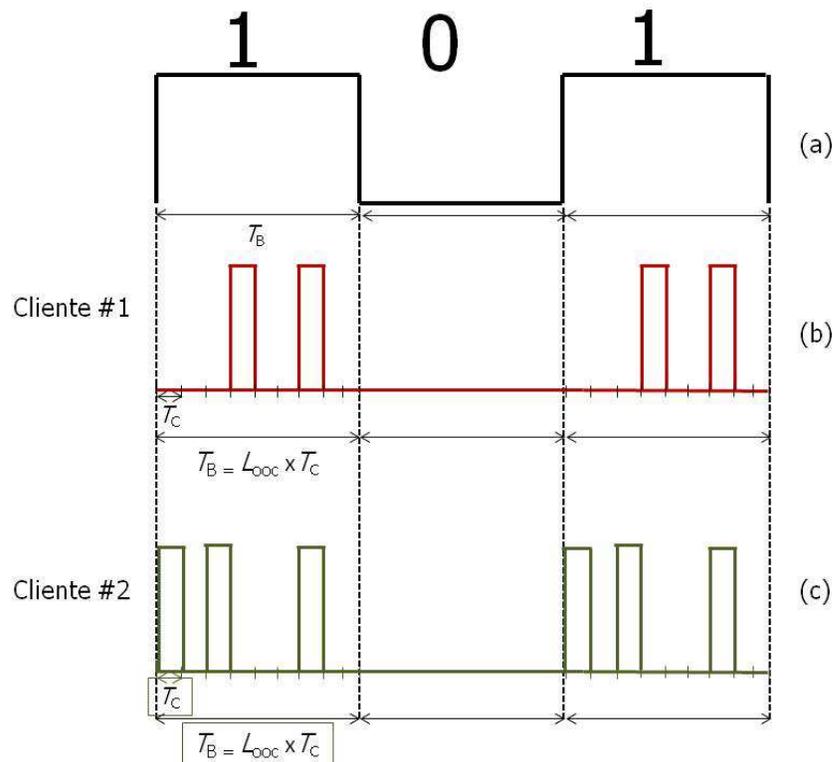
A decodificação de um sinal codificado pelo mesmo código representa uma lógica de auto-correlação de um único código. Caso contrário, a operação representa uma correlação cruzada entre dois códigos diferentes. O projeto do código visa gerar códigos com propriedades de alta auto-correlação e baixa correlação cruzada. Requisitos mais específicos sobre projeto do código são decorrentes da utilização dos meios de transmissão e componentes específicos. Várias famílias de códigos foram propostas para tratar esses requisitos [57].

Neste trabalho, implementamos o sistema OCDMA não coerente que utiliza a modulação em intensidade na sequência dos códigos ópticos e detecção da potência óptica na forma de foto-detecção direta. O sistema OCDMA foi codificado por sequências de códigos ópticos ortogonais (OOC, *Optical Orthogonal Codes*) [58][59][60]. A seção 2.1.1 demonstra detalhadamente o processo de codificação OCDM não coerente no domínio do tempo e a seção 2.1.2 descreve as características de códigos OOC e o cálculo da taxa de erro de bits (BER, *Bit Error Rate*) devido MAI para códigos OOC.

### 2.1.1 Codificação OCDM não coerente no domínio do tempo

A Figura 2.1 (a) (b) e (c) apresenta um esquemático de codificação OCDM não coerente no domínio do tempo de uma sequência de três bits (1 0 1) não codificados que são utilizados para transmitir os dados de dois clientes em uma rede OCDMA. A transmissão convencional representada pelos bits 1 0 1 é apresentada pela Figura 2.1 (a). O cliente #1, mostrado na Figura 2.1 (b) é representado pela sequência de assinatura formada pelo código 00010100, de comprimento ( $L_{ooc}$ )

igual a 8 e peso  $w$  igual 2. O peso do código ( $w$ ) é dado pelo número de “1” em cada sequência de assinatura. O cliente #2 é representado pela sequência de assinatura 10100010, de comprimento ( $L_{oc}$ ) igual a 8 e peso  $w$  igual 3 e é apresentado na Figura 2.1 (c). É claramente observado que no sinal OCDM dos clientes #1 e #2, os dados do sinal convencional, transmitidos por cada bit “1” de informação foram codificados de acordo com a sequência de assinatura específica de cada cliente. Quando o bit 0 foi transmitido, nenhuma informação foi adicionada, ou seja, não se produziu pulsos ópticos quando bits “0” de informação foram enviados.



**Figura 2.1-** Codificação OCDMA não coerente

Como observado na Figura 2.1 (a), no sistema convencional de transmissão, um bit corresponde a um pulso com duração  $T_B$ , que é inversamente proporcional a taxa de transmissão ( $B_b$ ), portanto:

$$T_B = 1/ B_b \quad (2.1)$$

Ao passar pelo processo de codificação OCDM os dados transmitidos por cada bit “1” de informação foram codificados por um código óptico referente a um sequência de assinatura pré-

definida de um determinado usuário. Os clientes #1 e #2 da Figura 2.1 (a) e (b), respectivamente, representam duas sequências de assinatura codificadas. Observa-se que a sequência de assinatura representa um único bit de informação e é totalmente definida dentro do intervalo  $T_B$ . A sequência de assinatura é composta por pequenos pulsos de bits de período  $T_c$  denominados *chips* e possui comprimento  $L_{ooc}$ . Cada bit de dado transmitido no sistema tradicional é dividido em  $L_{ooc}$  subintervalos de período  $T_c$ , portanto:

$$T_c = T_B / L_{ooc} \quad (2.2)$$

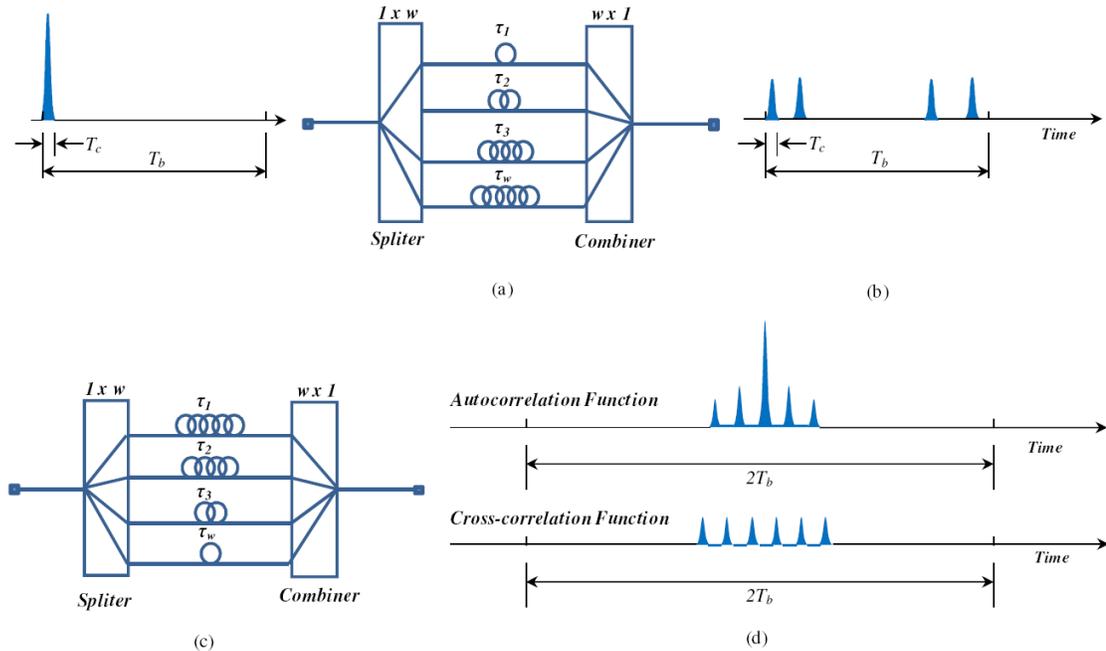
Assim, a taxa de transmissão do *chips* ( $B_c$ ) no sistema OCDMA é dada por:

$$B_c = B_b \times L_{ooc} \quad (2.3)$$

As primeiras implementações em OCDMA desse tipo de codificação utilizavam redes de linhas de atraso óptico (ODL, *Optical Delay Line*) para alocação temporal dos pulsos, conforme esquema na Figura 2.2 (a). Nesse esquema, um pulso óptico de grande amplitude e duração  $T_c$  é dividido e cada um dos pulsos resultantes sofre um atraso temporal distinto.

A codificação corresponde a uma sequência de pulsos curtos é proporcionais a ponderação ( $w$ ) do código, como ilustra a Figura 2.2(b). Os demais usuários, representados por seus respectivos trens de pulsos, serão multiplexados em um acoplador do tipo estrela.

Com apresentado na Figura 2.2 (c), um conjunto de linhas de atraso similar (configuração complementar em relação à utilizada no codificador) é utilizado no receptor para reconstruir o pulso original. A operação de decodificação é realizada por correlação de intensidade. Pulsos posicionados corretamente formarão um padrão definido pela propriedade de autocorrelação, caso contrario, formarão um sinal interferente de fundo, definidos pela propriedade de correlação cruzada, como pode ser visto na Figura 2.2 (d).



**Figura 2.2** - Codificação no domínio do tempo utilizando ODL: a) Codificador ODL; b) Decodificador ODL (correlador óptico); c) Sinal codificado; d) Funções de autocorrelação e correlação cruzada [65].

Além dos tradicionais laços de atraso temporal em fibra óptica [61], têm sido sugeridos outros artifícios de codificação, como o emprego de cristais fotônicos [62] e óptica integrada [63]. Assim, cada bit é codificado em uma forma de onda que corresponde à sequência de assinatura do código. Cada receptor correlaciona a máscara do seu código, com o sinal enviado [64]. A saída no receptor é uma operação de correlação que mostra o grau de similaridade entre elas.

### 2.1.2 Códigos ópticos ortogonal

Em um código óptico ortogonal (OOC), cada bit de dado é codificado em  $T_c$  períodos de tempo, denominados *chips* e uma sequência de *chips* forma uma assinatura denominada *code-word* [66]. A sequência de assinatura pode ser gerada quando um pequeno pulso óptico, com poucos intervalos de *chip* é enviado.

Os códigos OOC podem ser caracterizados por  $(L_{ooc}, w, \lambda_a, \lambda_c)$ , em  $L_{ooc}$  é o comprimento do código, dado pelo total de números “1” e “0” em uma sequência de assinatura,  $\lambda_a$  e  $\lambda_c$  são os má-

ximos valores de pico da autocorrelação e correlação cruzada respectivamente. E  $w$  é o peso do código, dado pelo número de “1” em cada sequência de assinatura. Em um OOC, a autocorrelação e a correlação cruzada, necessitam satisfazer as seguintes propriedades [67]:

$$\sum_{l=0}^{L_{ooc}-1} x_l x_{l+\tau} = \begin{cases} w, & \text{for } \tau = 0 \\ \leq \lambda_a, & \text{for } 1 \leq \tau \leq L_{ooc} - 1 \end{cases} \quad (2.4)$$

$$\sum_{l=0}^{L_{ooc}-1} x_l y_{l+\tau} \leq \lambda_c, \quad \text{for } 0 \leq \tau \leq L_{ooc} - 1 \quad (2.5)$$

em que  $\tau$  é o atraso relativo entre duas sequências,  $x_l, y_l \in \{1,0\}$  e  $+$  é a adição do modulo- $L$ . A ortogonalidade óptica é satisfeita se  $\lambda_a = \lambda_c = 1$ . O comprimento do código é uma característica importante do código e do projeto do sistema. Códigos ópticos com maior comprimento melhoram as propriedades de correlação entre os códigos e portanto melhoram o desempenho do sistema em termos da MAI e BER.

O número máximo de sequências de assinaturas (*codewords*) de códigos  $(L_{ooc}, w, \lambda)$ -OOC que podem ser geradas é chamado de cardinalidade do código e a maior cardinalidade possível é denotada por [67].

$$\Phi_{OOC}(L_{ooc}, w, \lambda) \leq \left\lceil \frac{L_{ooc} - 1}{w(w-1)} \right\rceil \quad (2.6)$$

### 2.1.2.1 Taxa de erro de bits em códigos ópticos ortogonais

A MAI é uma das principais fontes de ruído em OCDMA e é um dos fatores limitantes para o desempenho do sistema OCDMA [51][52][68]. Modelos analíticos foram utilizados para dimensionar o número de códigos OOC não coerentes suportados por cada comprimento de onda, de modo que a probabilidade de bloqueio da rajada devido à MAI seja mantida abaixo de um valor limiar da BER.

Considerando o número de usuários ativos, ou seja um número de códigos ópticos ( $K_f$ ) e o limiar de decisão  $Th$  igual ao peso do código ( $w$ ) e negligenciando o ruído térmico e o ruído shot no fotodetector, a BER devido à interferência de acesso múltiplo é determinada com a seguinte expressão [68]

$$P_b = \frac{1}{2} \sum_{i=Th}^{k_f-1} \binom{k_f-1}{i} q^i (1-q)^{k_f-1-i} \quad (2.7)$$

sendo o coeficiente binomial dado por

$$\binom{k_f-1}{i} = \frac{(k_f-1)!}{i!(k_f-1-i)!} \quad (2.8)$$

O parâmetro  $q$ , é definido como a probabilidade de impacto (*hit probability*), que descreve a probabilidade de sobreposição entre duas palavras de código e pode ser expresso como [68]:

$$q = \frac{w^2}{2 \times L_{oc}} \quad (2.9)$$

Em [56] nós demonstramos que o número de códigos ópticos transmitidos por comprimentos de onda, não é limitado pela cardinalidade do código, mas sim devido as limitações impostas pela MAI.



### 3 FORMATOS DE MODULAÇÃO

Neste capítulo são apresentada detalhadamente as características do formato de modulação em intensidade (OOK, *On Off Keying*) e da modulação em chaveamento por desvio diferencial de fase (DPSK, *Differential Phase Shifted Keying*).

#### 3.1 INTRODUÇÃO

O campo elétrico em fibras monomodo (SMF, *Single Mode Fibers*) é composto pelos parâmetros físicos de intensidade (amplitude), fase, frequência e polarização. Dependendo de como a informação é processada, os formatos de modulação e detecção óptica digital podem ser classificados como: modulação em intensidade e detecção direta IM/DD (*Intensity Modulation, Direct Detection*), modulação em intensidade e detecção coerente IM/CD (*Intensity Modulation, Coherent Detection*), modulação coerente com detecção direta CM/DD (*Coherent Modulation, Direct Detection*) e modulação coerente com detecção coerente CM/CD (*Coherent Modulation, Coherent Detection*)

Nos receptores ópticos baseados na detecção direta, o fotodetector do receptor óptico gera uma corrente proporcional à potência óptica incidente no mesmo, sendo que, neste caso, a informação está codificada na intensidade do sinal. O sinal é transmitido na modulação de intensidade do campo elétrico (IM) e é detectado diretamente (DD) por um fotodiodo.

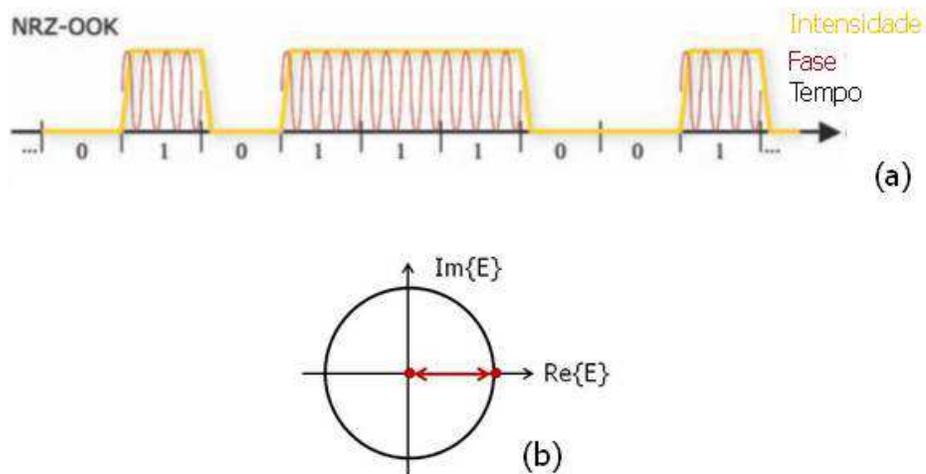
Na detecção coerente a informação que chega ao receptor óptico é modulada numa portadora por meio da sua amplitude, frequência, polarização ou fase. A detecção coerente pode ainda ser heteródina ou homódina. Em ambos os casos o receptor necessita de um oscilador óptico local, cuja saída é devidamente “misturada” com o sinal óptico recebido de forma a se obter a informação contida na portadora óptica. No entanto, no caso do receptor óptico heteródino, a frequência do oscilador local é diferente da frequência do sinal, resultando num sinal de frequência intermédia, que corresponde à diferença entre as frequências iniciais. No caso do receptor óptico homódino, a frequência do oscilador local é controlada de modo que esta permaneça igual à frequência do sinal, resultando numa frequência intermédia igual a zero.

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 apenas a entidade física utilizada para transmitir a informação de dados [69][70].

Os formatos de modulação que serão analisados nesta tese são os formatos de modulação em intensidade NRZ-OOK e o formato DPSK. As Seções 3.2 e 3.3 apresentam as características dos formatos de modulação OOK e DPSK, respectivamente.

### 3.2 MODULAÇÃO EM INTENSIDADE NRZ-OOK

O formato de modulação NRZ-OOK, utiliza-se a modulação e detecção IM/DD e a representação dos bits de dados ocorre pela presença ou ausência de portadora. A potência do sinal não cai a zero entre dois bits consecutivos [69][70]. A Figura 3.1, (a) e (b), mostra, respectivamente, a modulação do campo elétrico em função do tempo e o diagrama de constelação do formato de modulação em intensidade OOK.

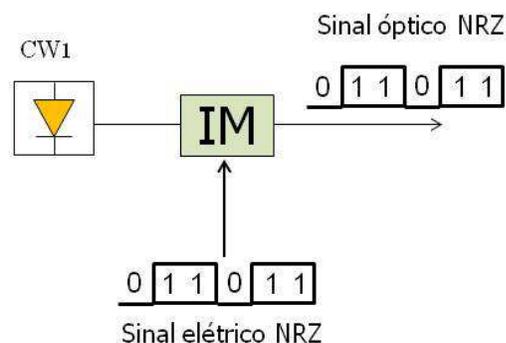


**Figura 3.1-** (a) Modulação do campo elétrico em função do tempo (b) Diagrama de constelação do formato de modulação OOK.

A parte imaginária do campo elétrico óptico é nula, representando que não há deslocamento de fase adicionado neste esquema de modulação. A amplitude pode atingir dois níveis, portanto

surgem dois pontos ao longo da linha horizontal do diagrama de constelações, um próximo do centro do círculo para o símbolo “0” de baixa intensidade, o outro para representar o símbolo “1”.

O diagrama de blocos de um transmissor NRZ-OOK é apresentado na Figura 3.2. Um sinal elétrico é modulado por um modulador externo de intensidade. O modulador de intensidade (IM, *Intensity Modulator*) pode ser do tipo Mach-Zehnder ou eletroabsorção, que converte um sinal elétrico OOK com taxa de transmissão de dados  $B$  em um sinal óptico OOK com mesma taxa de transmissão. A largura do pulso óptico de cada bit “1” é igual ao inverso da taxa de transmissão de dados  $1/B$ . Para detectar um sinal NRZ, um simples fotodiodo é utilizado no receptor para converter a potência óptica do sinal em uma corrente elétrica.



**Figura 3.2** - Diagrama de blocos de um transmissor NRZ-OOK

A Figura 3.3 apresenta o diagrama de olho com modulação NRZ - OOK, de um sinal com taxa de transmissão de 10 Gbps. Um diagrama de olho é uma imagem, construída a partir da sobreposição de vários bits, de onde se retiram informações sobre a qualidade do sinal e sobre o desempenho do canal de comunicações. O eixo vertical do diagrama de olho representa a amplitude do sinal e o eixo horizontal representa o tempo em segundos. O eixo horizontal está centrado no centro do bit com duração de 100 ps, correspondente ao período temporal de um sinal com taxa de transmissão de 10 Gbps.

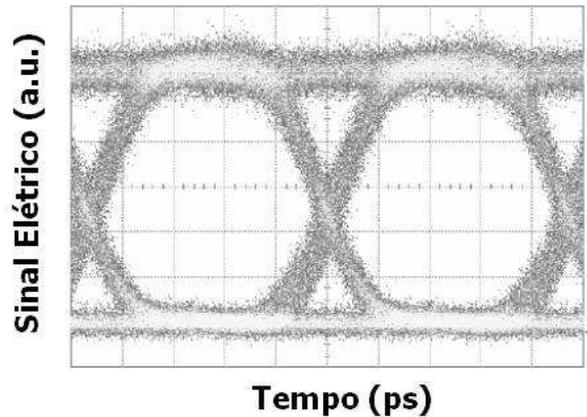
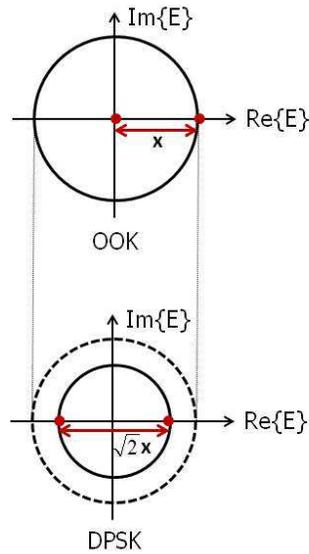


Figura 3.3 - Diagrama de olho do sinal NRZ-OOK [5].

### 3.3 MODULAÇÃO EM CHAVEAMENTO POR DESVIO DIFERENCIAL DE FASE

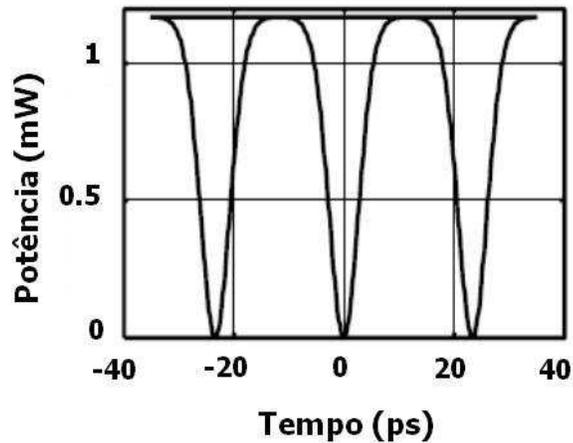
O formato de modulação DPSK utiliza modulação e detecção CM/DD. Neste formato, a informação é transportada nas transições de fase entre os bits [71]. A potência óptica aparece em cada *slot* de bit. A informação é codificada sobre a mudança de fase binária, 0 ou  $\pi$ , entre os bits adjacentes. O bit 1 é codificado para uma mudança de fase  $\pi$ , ao passo que o bit 0 é representado pela ausência de uma mudança de fase.

O sinal DPSK oferece características de transmissão superiores em certos regimes de funcionamento, podendo tolerar uma relação sinal ruído óptica (OSNR, *Optical Signal to Noise Rate*) de 3 dB menor em relação ao sinal modulado no formato OOK para atingir uma determinada BER [4]. Isto ocorre porque a separação dos estados "on" e "off" aumentam intrinsecamente [70][71][72][73], podendo ser claramente percebida pela visualização dos diagramas de constelação dos sinais OOK e DPSK apresentados na Figura 3.4. Observa-se que no sinal OOK a potência está presente em apenas um dos símbolos. Já no sinal DPSK, a potência está presente em ambos os símbolos que estão deslocados na fase em  $180^\circ$ . O espaçamento entre os símbolos do sinal DPSK é aumentado por  $\sqrt{2}$  quando comparado com a potência óptica média do sinal OOK [4][74][75][76]. Este aumento na distância dos símbolos faz com que o sinal DPSK tenha um desvio padrão maior que  $\sqrt{2}$  no campo óptico em relação ao sinal OOK para uma mesma BER, o que pode ser traduzido em uma redução de 3-dB na OSNR.



**Figura 3.4** – Constelação de sinal OOK (superior) e DPSK (inferior).

A Figura 3.5 apresenta o diagrama de olho de intensidade do sinal modulado no formato NRZ-DPSK [69][70][71]. Nota-se a ausência de uma marcação no bit "0" do diagrama de olho, o que é característico dos formatos de modulação em fase. As depressões de intensidade entre os dois bits no olho NRZ-DPSK representam a modulação de intensidade residual do MZM causada pela largura de banda finita do sinal NRZ [5].

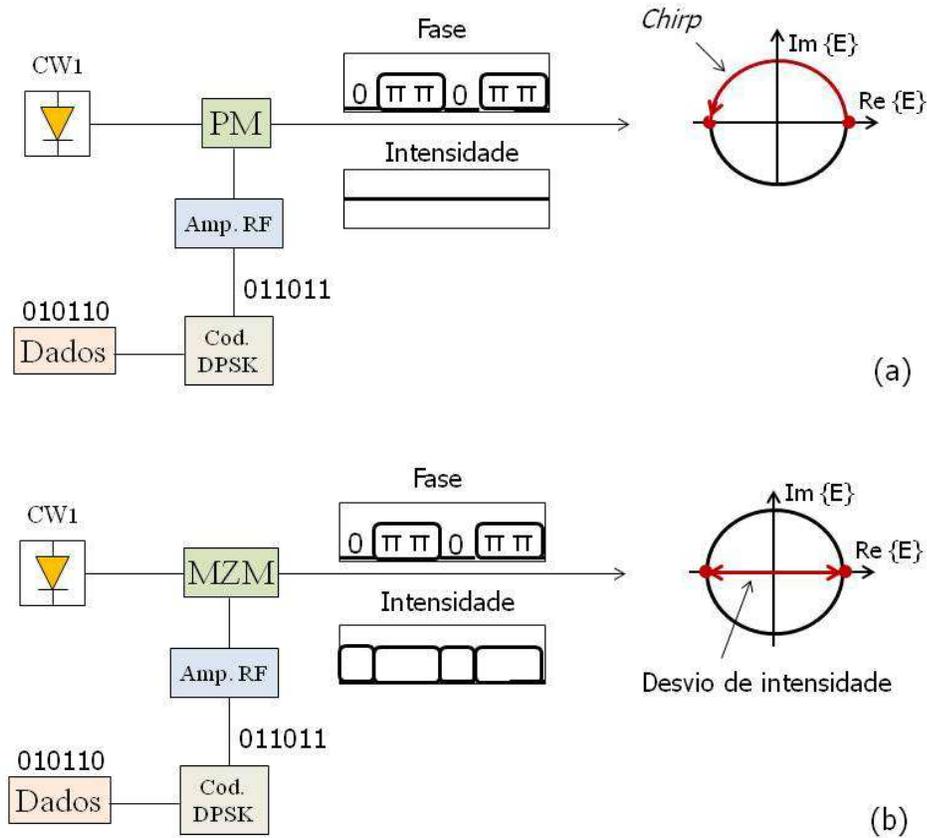


**Figura 3.5** - Diagrama de olho de um sinal NRZ-DPSK a uma taxa de transmissão de 42,8 Gbps [5].

### 3.3.1 Transmissor TX-DPSK

A modulação de fase no transmissor DPSK pode ser realizada tanto por um modulador de fase (PM, *Phase Modulator*) ou por um modulador Mach-Zehnder (MZM, *Mach-Zender Modulator*) [77]. A Figura 3.6 (a) e (b) apresenta o transmissor TX-DPSK utilizando um PM e um MZM, respectivamente. Observa-se que no diagrama de símbolo do plano complexo do campo óptico da Figura 3.6 (a), o modulador PM modula somente a fase do sinal óptico, resultando em um sinal óptico de uma envoltória constante, deixando constante a intensidade da luz da fase modulada. A intensidade e a fase da forma de onda do sinal na saída de um PM também podem ser visualizadas na Figura 3.6 (a). No entanto, a modulação de fase não ocorre instantaneamente. A fase óptica do sinal segue diretamente o sinal elétrico de acionamento, tornando a velocidade de transição de fase limitada pelas larguras de banda do amplificador e do modulador de fase PM [4]. Portanto, qualquer ruído na forma de onda manifesta-se em distorções de fase, resultando na geração de *chirp* por meio das transições de bits [4].

A Figura 3.6 (b) mostra um TX-DPSK utilizando um MZM para a modulação de fase. A intensidade e a fase da forma de onda do sinal podem ser visualizadas na saída do MZM. Neste caso, o modulador é polarizado nos seus nulos de transmissão e um sinal de comando com o dobro da tensão de chaveamento utilizada na modulação OOK é aplicado no MZM. Em virtude da fase do campo óptico mudar o sinal no ponto nulo da curva de transmissão do MZM, dois pulsos adjacentes têm fase oposta, e um deslocamento de fase de  $180^\circ$  é obtido, independentemente da variação de tensão de comando, produzindo sempre a exata mudança de fase  $\pi$  [69]. Isto pode ser observado no diagrama de constelação da Figura 3.6 (b). Entretanto, o benefício de uma modulação de fase precisa é obtido à custa de uma modulação de amplitude residual na transição de dois bits. Uma vez que a modulação exata de fase é mais importante na modulação DPSK que a intensidade óptica constante, é mais conveniente implementar transmissores DPSK utilizando um modulador MZM atuando como um modulador em fase (PM) [4].



**Figura 3.6** - Transmissor DPSK (a) modulação de fase utilizando um PM e (b) modulação de fase utilizando um MZM

### 3.3.1.1 Codificador DPSK

Na modulação DPSK a fase transmitida no intervalo  $k$  é a soma da fase transmitida no intervalo anterior com a diferença de fase [78]:

$$\Phi^{(k)} = \Phi^{(k-1)} + \Delta\Phi \quad (3.1)$$

Se os símbolos de informação forem mapeados diretamente na diferença de fase decodificada pelo receptor,  $\Delta\Phi$  será a informação transmitida. Uma forma de implementar este esquema de transmissão é processar os símbolos de informação por uma operação denominada codificação diferencial. O codificador diferencial é mostrado na Figura 3.7 e representado pelo bloco "Cod. DPSK" no transmissor DPSK mostrados na Figura 3.6 (a) e (b).

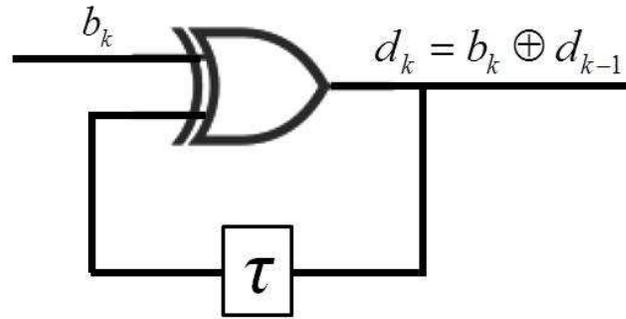


Figura 3.7 - Codificador DPSK

O codificador diferencial DPSK é composto por um elemento de atraso  $\{\tau\}$  e um circuito lógico que gera uma sequência codificada  $\{d_k\}$ , a partir da sequência de informação transmitidas  $\{b_k\}$ , por meio da seguinte operação [78]:

$$d_k = b_k \oplus d_{k-1} \quad (3.2)$$

sendo que  $\oplus$  representa a operação lógica XOR.

Os símbolos codificados  $\{d_k\}$  serão enviados para a entrada do modulador de fase, que realizará o seguinte mapeamento [78]:

$$\Phi^{(k)} = \pi \quad \text{se} \quad d_k = 1 \quad (3.3)$$

$$\Phi^{(k)} = 0 \quad \text{se} \quad d_k = 0 \quad (3.4)$$

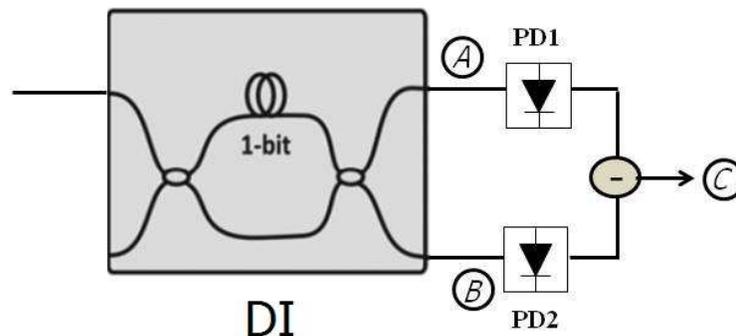
Um exemplo de codificação diferencial  $\{d_k\}$  das sequências de informação transmitida  $\{b_k\}$ , bem como o mapeamento das fases é demonstrado na Figura 3.6 (a) e (b).

### 3.3.2 Receptor RX-DPSK

O sinal transmitido no formato de modulação DPSK não pode ser demodulado diretamente por receptores baseados em fotodetecção, visto que estes são insensíveis à fase óptica e fazem a conversão de potência óptica em sinal elétrico de forma quadrática. A Figura 3.8 apresenta um

receptor RX-DPSK com detecção balanceada. Um interferômetro de atraso (DI, *delay Interferometer*) é inserido no caminho óptico do receptor para converter a modulação diferencial de fase em modulação de intensidade. O DI gera atraso diferencial de um período de bit  $T$ , pelo qual o sinal óptico passa antes de ser fotodetectado [4][69][71]. O sinal óptico modulado em fase é dividido em dois caminhos ópticos, fazendo com que dois bits adjacentes interfiram construtivamente (porta A) ou destrutivamente (porta B) na saída do DI. Se a interferência dos pulsos for construtiva, haverá presença de potência na saída do DI; caso a interferência seja destrutiva, ocorrerá uma ausência de potência após o DI. Dessa forma, o bit precedente age como uma referência de fase para a demodulação do bit corrente.

A porta B, de saída destrutiva, age como um filtro de atraso e subtração (características do filtro passa-alta de primeira ordem), enquanto a porta A, de saída construtiva, age como um filtro de atraso e adição (características do filtro passa-baixa de primeira ordem) [79]. Note que o DI utilizado para demodulação DPSK é funcionalmente equivalente aos filtros utilizados para gerar o sinal duobinário (DB, *Duobinary*) [71][80][81] e um sinal de inversão alternativa (AMI, *Alternative Mark Inversion*) [70][82]. Portanto, os formatos de modulação nas saídas das portas A e B do interferômetro são sinais modulados no formato DB e AMI, respectivamente.

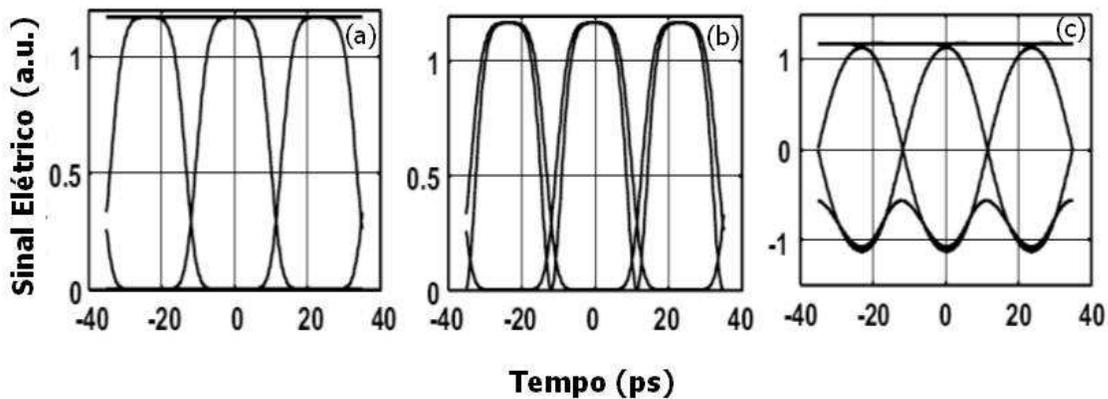


**Figura 3.8** - RX-DPSK balanceado.

As modulações DB e AMI são modulações em intensidade similares à modulação OOK. A informação é transmitida em amplitude e a demodulação é realizada por detecção direta no receptor. Na modulação DB, ao contrário da modulação OOK, existe relação de fase predefinida entre os bits consecutivos. Os bits “1s” são codificados por pulsos de luz com fase 0 ou  $\pi$  e os bits “0s” são codificados com a ausência de pulso ou com pulsos de baixa intensidade, dependendo do

método utilizado para gerar o sinal DB [83]. A fase do bit “1” é escolhida de tal modo que exista uma alteração de fase em  $\pi$  entre bits “1s” separados por um número ímpar de bits “0s”. Na modulação AMI, ocorrem inversões de fase para cada bit “1” (mesmo para bits “1” adjacentes), independentemente do número de bits “0s” entre eles [70].

O diagrama de olho dos sinais DB, AMI e do sinal óptico da saída balanceada do receptor, obtidos, respectivamente, nas portas *A*, *B* e *C* do receptor RX-DPSK são apresentados na Figura 3.9 (a), (b) e (c), respectivamente. Os diagramas de olho do sinal DB (a) e AMI (b) são muito parecidos com o diagrama de olho do sinal NRZ-OOK. No diagrama de olho da Figura 3.9 (c) é possível observar que o nível zero do sinal não é constante. Isto ocorre porque o sinal gerado na saída balanceada do interferômetro tem variações de potência no nível zero do sinal quando ocorre mudança de fase de 0 para  $\pi$  e de  $\pi$  para 0.



**Figura 3.9** - Diagrama de olho do sinal (a) DB, (b) AMI e (c) detecção balanceada.

Em princípio, uma das duas portas de saída DI é totalmente suficiente para detectar o sinal DPSK. No entanto, a vantagem da sensibilidade de 3 dB no sinal DPSK só é possível quando ocorre a detecção balanceada. Como apresentado na Figura 2.7, um receptor RX-DPSK balanceado forma a diferença das portas *A* e *B* para obter a variável de decisão elétrica. A razão para o desempenho superior de detecção balanceada em relação à detecção de terminação simples (apenas uma porta de saída do DI) é a estatística não-Gaussiana de detecção quadrática do ruído gaussiano, o que é característico dos sistemas limitados pelo ruído de batimento (*beat noise*) [4][84].

## 4 MISTURA DE QUATRO ONDAS, CONVERSÃO E REGENERAÇÃO DE SINAIS

Neste trabalho, o processo de mistura de quatro ondas (FWM) é utilizado para codificação e regeneração totalmente óptica dos sinais OOK e DB no sinal OCDMA não coerente. Neste capítulo será abordado o fenômeno da mistura de quatro ondas considerando suas propriedades regenerativas, bem como a sua aplicação no escopo deste trabalho. A Seção 4.1 aborda o fenômeno da mistura de quatro ondas e suas propriedades regenerativas. A Seção 4.2 explica como esse fenômeno é utilizado na conversão dos sinais OOK-OCDMA e por fim, a Seção 4.3 demonstra a função de transferência da FWM.

### 4.1 MISTURA DE QUATRO ONDAS E SUAS PROPRIEDADES REGENERATIVAS

O efeito não-linear da mistura de quatro ondas (FWM) ocorre quando sinais em diferentes frequências propagam-se por uma fibra óptica. A FWM pode acontecer em duas condições: Na condição não degenerada, quando três sinais nas frequências  $f_b$ ,  $f_s$  e  $f_c$  são co-propagados na fibra óptica e a dependência entre o índice de refração da fibra e a potência dos campos ópticos provoca o surgimento de novas componentes espectrais geradas nas bandas laterais nas frequências  $f_{bsc} = \pm f_b \pm f_s \pm f_c$ . A segunda condição seria o caso degenerado, quando duas frequências são coincidentes ( $f_s = f_c$ ). Neste trabalho consideramos a condição degenerada.

No caso degenerado, quando dois sinais  $f_b$  e  $f_s$  são propagados na fibra óptica, a mistura de quatro ondas irá agir fazendo com que sejam criados sinais nas frequências laterais  $f_+$  e  $f_-$  dadas por [22][21][85].

$$f_+ = 2f_b - f_s \quad (4.1)$$

$$f_- = 2f_s - f_b \quad (4.2)$$

As potências  $P_+$  e  $P_-$  geradas pela mistura de quatro ondas nas frequências  $f_+$  e  $f_-$  respectivamente, são dadas por [43]:

$$P_+(L) = \eta\gamma^2 P_b^2 P_s \exp(-\alpha L) L_{eff}^2 \quad (4.3)$$

$$P_-(L) = \eta\gamma^2 P_b P_s^2 \exp(-\alpha L) L_{eff}^2 \quad (4.4)$$

nas quais  $P_+$  e  $P_-$  são as potências, respectivamente, dos canais de frequências  $f_b$  e  $f_s$ , enquanto  $L$  é o comprimento da fibra,  $\alpha$  é o coeficiente de atenuação da fibra,  $\gamma$  é o coeficiente não-linear da fibra e  $L_{eff}$  é o comprimento efetivo da fibra, sendo [86]:

$$\gamma = \frac{n_2 \omega_0}{c A_{eff}} \quad (4.5)$$

em que  $n_2$  é índice de refração não-linear da fibra,  $\omega_0$  é a frequência central do pulso,  $c$  é velocidade da luz no vácuo e  $A_{eff}$  é a área efetiva transversal da fibra óptica.

O  $L_{eff}$  está relacionado com o comprimento da fibra no qual as interações não-lineares são mais fortes [87].

$$L_{eff} = \frac{1 - e^{-\alpha L}}{\alpha} \quad (4.6)$$

A eficiência ( $\eta$ ) do processo da mistura de quatro ondas depende do casamento de fase entre os sinais  $f_b$  e  $f_s$  que estão sendo transmitidos e pode ser calculada por [88]:

$$\eta = \frac{\alpha^2}{\alpha^2 + (\Delta k')^2} \left\{ 1 + \frac{4 \exp(-\alpha L) \sin^2(\Delta k' L/2)}{[1 - \exp(-\alpha L)]^2} \right\} \quad (4.7)$$

$\Delta k'$  representa o fator de descasamento de fase total, o qual inclui a dependência do descasamento de fase linear ( $\Delta k$ ) e do descasamento de fase gerado pelo efeito não-linear de auto modulação de fase (SPM, *Self Phase Modulation*) dada por [87]:

$$\Delta k' = \Delta k + 2\gamma P_b \quad (4.8)$$

A aproximação do casamento de fase total da equação (4.8) é válida quando  $P_b \gg P_s$ . Nesse caso, não ocorre perda de potência do sinal  $f_b$  para os sinais  $f_s$  e  $f_-$ .

$\Delta k$  representa o fator de descasamento de fase linear. tem sua expressão dependente da dispersão e do espaçamento entre canais, sendo escrita da seguinte forma [87]:

$$\Delta k = -\frac{2\pi c}{\lambda_0^2} \frac{dD}{d\lambda} (\lambda_b - \lambda_0)(\lambda_b - \lambda_s)^2 \quad (4.9)$$

em que  $dD/d\lambda$  é inclinação da dispersão do comprimento de onda de dispersão zero da fibra.

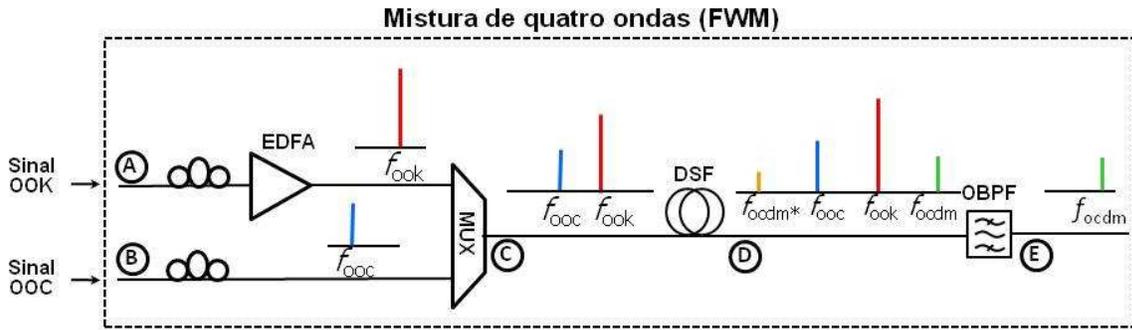
Verifica-se que na equação (4.8) os termos  $\Delta k$  e  $2\gamma P_b$  são responsáveis, respectivamente, pelos efeitos lineares da dispersão por velocidade de grupo (GVD, *Group Velocity Dispersion*) e pelos efeitos não-lineares da SPM.

A eficiência ( $\eta$ ) máxima da FWM, ocorre quando  $\Delta k' = 0$ . Nesta situação, o casamento de fase total ocorre quando é estabelecido um equilíbrio entre a GVD e a dispersão causada pela SPM. De acordo com a equação (4.8), a dispersão causada pelo efeito SPM está diretamente relacionada com a potência do sinal  $P_b$  e portanto, o descasamento de fase será sempre positivo. De acordo com a equação (4.9), o descasamento de fase linear será negativo ( $\Delta k < 0$ ) quando o comprimento de onda ( $\lambda_b$ ) estiver posicionado no regime de dispersão anômala, ou seja, à direita do comprimento de onda de dispersão zero da fibra óptica ( $\lambda_b > \lambda_0$ ). Nestas condições é possível compensar o descasamento de fase não-linear  $2\gamma P_b$  pelo descasamento de fase linear  $\Delta k$ , estabelecendo-se um equilíbrio entre a GVD e a SPM, ocorrendo a condição de casamento de fase ( $\Delta k' = 0$ ) e consequentemente a eficiência máxima da FWM [87].

## 4.2 CONVERTOR DE SINAIS

Nesta seção será discutida como a FWM pode ser utilizada para implementar um conversor de sinais OOK-OCDMA, considerando o caso degenerado. A Figura 4.1 mostra um diagrama de blocos simplificado de um conversor de sinais baseado na FWM com gráficos ilustrando o espectro de frequências para cada um dos pontos (A), (B), (C) e (D) da figura. No ponto (A), é inserido um sinal modulado em amplitude na frequência  $f_{ook}$ . Esta frequência  $f_{ook}$  representa o sinal original de alta potência modulada no formato OOK transmitida na rede MAN. Para que haja a conversão do sistema de transmissão do formato OOK para OCDMA, no ponto (B) é inserido o sinal

modulado em amplitude por um fluxo de bits contínuo de uma sequência de assinatura pré-definida de um código OOC na frequência  $f_{ooc}$ . O ponto (C) está localizado na entrada da fibra do tipo dispersão deslocada (DSF, *Dispersion Shifted Fiber*) que evidencia os fenômenos não-lineares e portanto, contribui positivamente para a conversão de sinais. Quando os sinais em  $f_{ook}$  e  $f_{ooc}$  são propagados na fibra DSF a mistura de quatro ondas irá agir fazendo com que sejam criados sinais nas frequências laterais  $f_{ocdm} = 2f_{ook} - f_{ooc}$  e  $f_{ocdm}^* = 2f_{ooc} - f_{ook}$ , como descrito pelas equações (4.1) e (4.2), respectivamente.



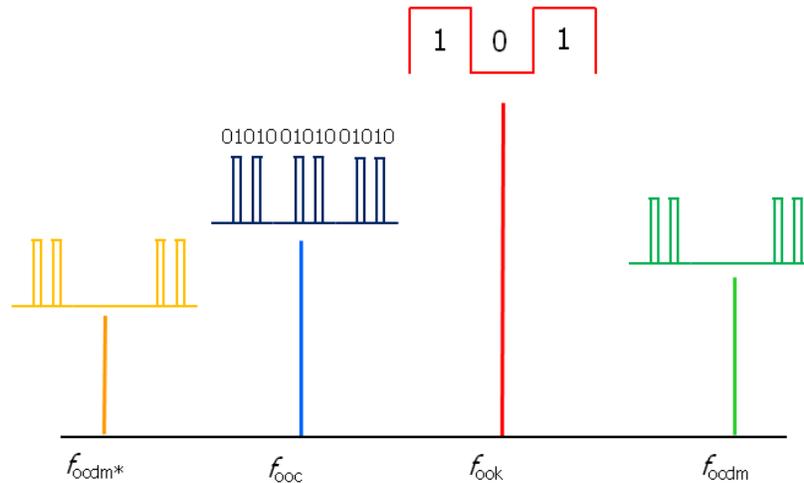
**Figura 4.1** - Diagrama Simplificado do Conversor de Comprimento de Onda

Prosseguindo com a sequência apresentada na Figura 4.1, o ponto (D) está localizado no final da fibra DSF e neste ponto é evidente a presença dos sinais  $f_{ocdm}$  e  $f_{ocdm}^*$ . O ponto (E) localiza-se após o filtro óptico passa faixa (OBPF, *Optical Band Pass Filter*), cuja função é selecionar um dos canais convertidos em  $f_{ocdm}$ . A potência  $P_{ocdm}$  e  $P_{ocdm}^*$  dos sinais convertidos  $f_{ocdm}$  e  $f_{ocdm}^*$  são demonstradas nas equações (4.3) e (4.4), sendo  $P_+ = P_{ocdm}$ ,  $P_- = P_{ocdm}^*$ ,  $f_b = f_{ook}$  e  $f_s = f_{ooc}$ ,  $P_b = P_{ook}$ ,  $P_s = P_{ooc}$ .

A partir das equações (4.3) e (4.4) e conforme ilustrado na Figura 4.2, sempre que houver um bit 0 em  $f_{ook}$ , a potência do sinal convertido ( $P_{ocdm}$ ) será nula. Entretanto, sempre que houver um bit 1 em  $f_{ook}$  haverá também um bit 1 em  $f_{ocdm}$  e  $f_{ocdm}^*$ . Além disso, sempre que houver o bit 1 em  $f_{ook}$ , este bit 1 estará codificado com a sequência de assinatura 01010 de um código óptico transmitido no sinal  $f_{ooc}$ . Isso mostra que os sinais criados nas frequências  $f_{ocdm}$  e  $f_{ocdm}^*$  são os produtos dos sinais transmitidos nas frequências  $f_{ook}$  e  $f_{ooc}$ .

Deve-se ressaltar que a taxa de transmissão ( $B_c$ ) da sequência de assinatura do sinal OOC deve ser igual à taxa de transmissão ( $B_b$ ) do sinal OOK multiplicada pelo comprimento do código ( $L_{ooc}$ ) gerado no sinal OOC ( $B_c = B_b \times L_{ooc}$ , equação 2.3). Um exemplo pode ser observado na

Figura 4.2. A sequência de três bits (1 0 1) não codificados são transmitidos na frequência  $f_{ook}$  a uma taxa  $B_b$  de 2 Gbps. Na frequência  $f_{ooc}$ , um fluxo de dados contínuo com a sequência de assinatura (01010) de um código óptico de comprimento  $L_{ooc} = 5$ , a uma taxa  $B_c$  de 10 Gchips/s é transmitido. Nos sinais laterais  $f_{ocdm}$  e  $f_{ocdm}^*$  gerados pela FWM, os bits "1s" transmitidos em  $f_{ook}$  são codificados pela sequência de assinatura (01010) transmitida no sinal  $f_{ooc}$ .



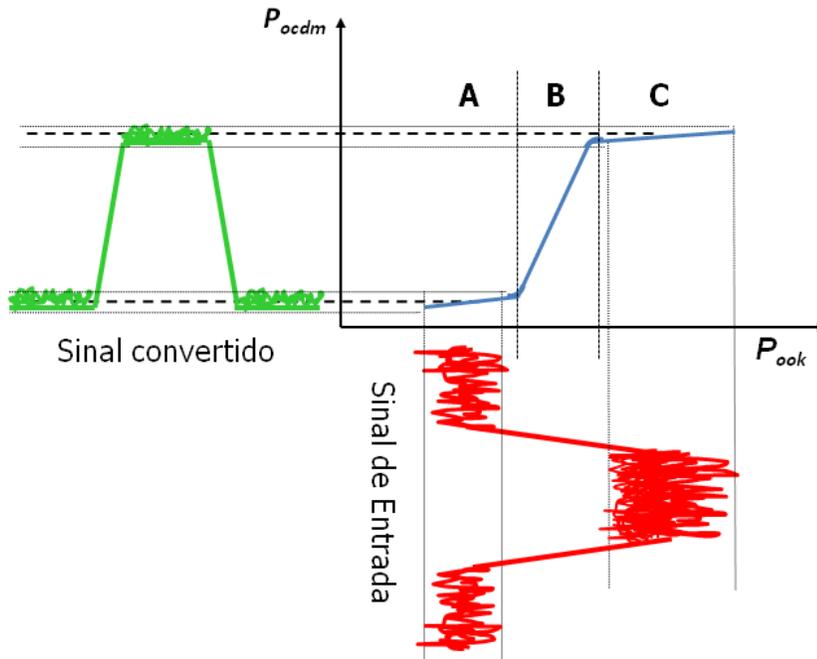
**Figura 4.2** - Produto dos sinais  $f_{ook}$  e  $f_{ooc}$  e  $f_{ocdm}$  e  $f_{ocdm}^*$ .

### 4.3 FUNÇÃO DE TRANSFERÊNCIA VIA FWM

A regeneração óptica 2R, remodela e reamplifica um sinal ruidoso transmitido em uma rede óptica. A qualidade de um regenerador 2R depende da sua capacidade de supressão de ruído e da melhoria na razão de extinção. As propriedades regenerativas são fornecidas pelo sistema por meio da função de transferência de potência óptica, (OPTF, *Optical Power Transfer Function*) tipo "S" [89], como apresentada na Figura 4.3.

A função de transferência tipo "S" refere-se a uma função com as seguintes propriedades: faixa horizontal larga e plana nos níveis mais baixos de entrada (nível "0") e superiores (nível "1") para supressão do ruído e uma área estreita que determina o limiar de discriminação dos valores "0" e "1" dos níveis de entrada [89]. As faixas horizontais podem ser observadas na Figura 4.3, regiões A e C, respectivamente e a área estreita é delimitada na região B.

Outra propriedade desejada é a supressão de ruído obtida por meio da alta taxa de extinção da transmitância do nível "1" (região C) para o nível "0" (região A). A inclinação da parte que conecta os dois níveis (região B) está diretamente relacionada com a otimização da taxa de extinção. Quando menor for a inclinação (declive) da função de transferência (região B), maior será a taxa de extinção do sinal conjugado.



**Figura 4.3** - Regeneração do sinal óptico

As características da função de transferência entre a potência do sinal de entrada  $P_{ook}$  e a potência do sinal conjugado  $P_{ocdm}$  no processo de FWM é uma aproximação típica da função de transferência "S" regenerativa do sinal óptico.

De acordo com a equação (4.3), o melhoramento na taxa de extinção depende da eficiência ( $\eta$ ) do processo da mistura de quatro ondas. Portanto, as condições de espaçamento entre os dois sinais de entrada, o posicionamento do sinal de baixa potência em relação ao comprimento de onda de dispersão zero da fibra e a potência dos sinais de entrada, têm que ser muito bem definidos para que aconteça o casamento de fase dos sinais e conseqüentemente uma máxima eficiência da mistura de quatro ondas.

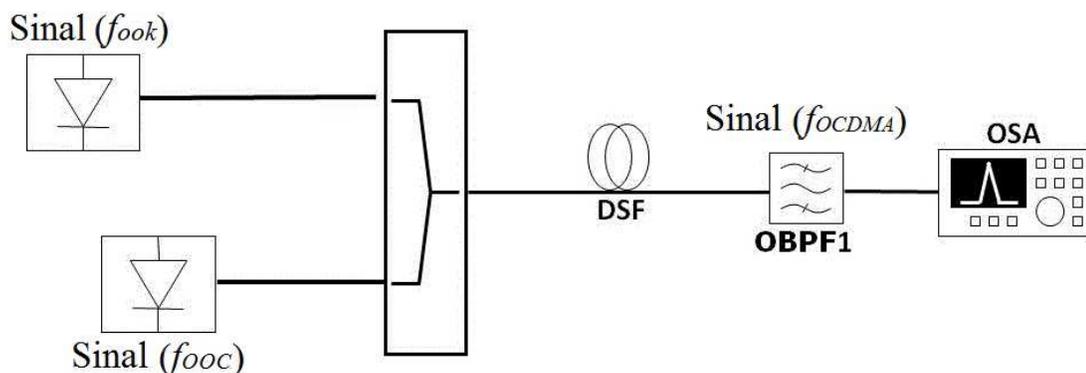
Em [43] foi demonstrado que uma maior taxa de extinção pode ser obtida quando o comprimento de onda do sinal de alta potência ( $\lambda_{ook}$ ) coincide ou é maior do que o comprimento de

onda de dispersão zero ( $\lambda_0$ ) da DSF. Entretanto, não acontece nenhuma característica de supressão do ruído. Foi observado que quando  $\lambda_{ook}$  é maior que  $\lambda_0$  e assumindo que  $\lambda_{ook}$  é modulado em intensidade, o ruído do nível 1 que aparece no sinal conjugado é maior. Por outro lado, foi observado que quando  $\lambda_{ook}$  é menor que  $\lambda_0$ , ocorre uma combinação da otimização da relação da taxa de extinção em conjunto com a supressão de ruído, principalmente, o ruído do nível 1 do sinal. Isto acontece devido à saturação da função de transferência do sinal  $\lambda_{ook}$ , como é claramente observado na Figura 4,3 (região C). Portanto, neste trabalho foi considerado que o comprimento de onda de alta potência ( $\lambda_{ook}$ ) está posicionado à esquerda de  $\lambda_0$ .

Diferentes curvas de função de transferência no processo de FWM podem ser encontradas para diferentes valores de bombeio e diferentes espaçamentos entre bombeio e sinal de entrada.

#### 4.3.1 Curva da função de transferência via FWM

Esta Seção apresenta as simulações computacionais para investigação das características da função de transferência por meio do processo FWM, utilizando como meio a fibra DSF. A Figura 4.4 apresenta o esquemático utilizado para obtenção da curva de transferência. O sistema foi carregado por dois lasers de onda contínua (*cw*). O primeiro laser emite a frequência  $f_{ook}$  do sinal de alta potência e o segundo emite a frequência  $f_{ooc}$  do sinal de baixa potência. A partir de então, estes sinais foram acoplados e transmitidos pela fibra DSF. Por fim, o filtro OBPF<sub>1</sub> filtrou o sinal conjugado  $f_{ocdm}$  gerado pela FWM.



**Figura 4.4-** Esquemático utilizado para a obtenção da função de transferência.

Os parâmetros da fibra DSF, do sinal de baixa potência ( $f_{ooc}$ ) e do sinal de alta potência ( $f_{ook}$ ) considerados nas simulações são apresentados nas Tabelas 4.1, 4.2 e 4.3 respectivamente. O comprimento de onda do sinal de baixa potência  $\lambda_{ooc}$  está localizado a 0,2 nm à direita do comprimento de onda de dispersão zero ( $\lambda_0$ ) da fibra DSF. Com o objetivo de obter a melhor curva de transferência, foram realizadas várias simulações considerando diferentes espaçamentos ( $\Delta\lambda$ ) entre  $f_{ook}$  e  $f_{ooc}$ . Os espaçamentos considerados foram  $150 \text{ GHz} \leq \Delta\lambda \leq 1 \text{ THz}$ . Dentre todos os espaçamentos  $\Delta\lambda$  simulados o que apresentou melhor curva de transferência foi  $\Delta\lambda = 300 \text{ GHz}$  à direita de  $f_{ooc}$ . Portanto, o comprimento de onda de alta potência ( $\lambda_{ook}$ ) está localizado à esquerda de  $\lambda_0$ .

**Tabela 4.1-** Parâmetros fibra DSF

Parâmetros da Fibra DSF	Símbolo	Valor	Unidade
Área efetiva do núcleo	$A_{eff}$	50	$\mu\text{m}^2$
Comprimento de onda de dispersão zero	$\lambda_0$	1551,76	nm
Frequência	$f_0$	193,195	THz
Comprimento da fibra	$L$	4,1	km
Dispersão diferencial	$S_0$	0,07	$\text{ps}/\text{nm}^2/\text{km}$
Coefficiente de perda da fibra	$\alpha$	0,25	dB/km
Índice de refração não-linear da fibra	$n_2$	$2,6 \times 10^{-20}$	$\text{m}^2/\text{W}$

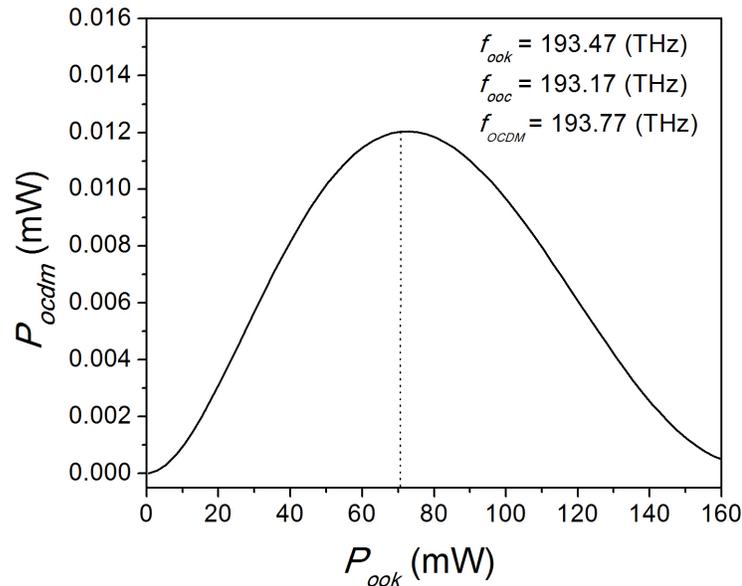
**Tabela 4.2 -** Parâmetros do sinal  $f_{ooc}$  de baixa potência

Parâmetros do sinal $f_{ooc}$	Símbolo	Valor	Unidade
Comprimento de onda	$\lambda_{ooc}$	1551,96	nm
Frequência	$f_{ooc}$	193,17	THz
Potência média	$P_{ooc}$	1	mW

**Tabela 4.3 -** Parâmetros do sinal  $f_{ook}$  de alta potência

Parâmetros do sinal $f_{ook}$	Símbolo	Valor	Unidade
Comprimento de onda	$\lambda_{ook}$	1549,55	nm
Frequência	$f_{ook}$	193,47	THz
Potência de pico	$P_{ook}$	$1 < P_{ook} > 160$	mW

A Figura 4.5 mostra a curva da função de transferência obtida por meio do processo da FWM. Observa-se que a otimização da taxa de extinção ocorre para potências de pico do sinal de entrada entre  $50 < P_{ook} < 90$  (mW) com um ponto ótimo de regeneração em  $P_{ook} = 70$  mW.



**Figura 4.5** - Função de transferencia via FWM.

### 4.3.2 Avaliação do desempenho do regenerador 2R

Os critérios que serão utilizados para analisar o desempenho do regenerador 2R são o fator Q e a BER, definida como a probabilidade média de identificação incorreta de um bit pelo circuito de decisão.

A Figura 4.6 mostra o sinal elétrico recebido pelo circuito de decisão e amostrado num determinado instante de decisão  $T_D$ . Os valores amostrados ( $I$ ) flutuam em torno de um valor médio  $i_1$  ou  $i_0$ , correspondentes a fotocorrente amostrada pelo receptor durante a recepção dos símbolos lógicos "1" e "0", respectivamente. O circuito de decisão irá comparar os valores amostrados com um valor de limiar ( $I_D$ ) e decidir que símbolo lógico foi recebido. O circuito de decisão considera bit "1" se  $I > I_D$  ou bit "0" se  $I < I_D$ . Um erro ocorre quando  $I < I_D$ , mas foi enviado um bit "1" ou quando  $I > I_D$ , mas foi enviado um bit "0" [90].

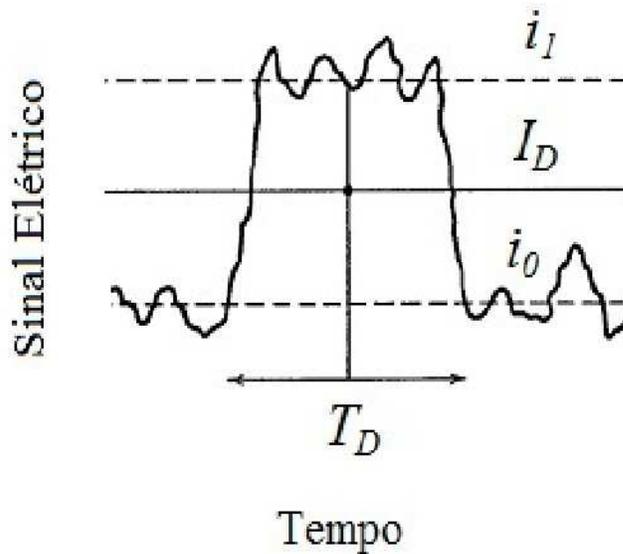


Figura 4.6 - Sinal flutuante na saída do receptor

A probabilidade média de erro num sistema binário é dada por:

$$BER = p_0 \cdot P(1|0) + p_1 \cdot P(0|1) \quad (4.9)$$

em que  $p_0$  e  $p_1$  são as probabilidades iniciais dos símbolos lógicos “0” e “1”, respectivamente. As probabilidades  $P(0|1)$  e  $P(1|0)$  são, respectivamente, as probabilidades de decidir erroneamente um símbolo lógico “0”, quando é enviado um símbolo lógico “1”, e a probabilidade de decidir erroneamente um símbolo lógico “1”, quando é enviado um símbolo lógico “0”.

Assumindo que os símbolos lógicos são equiprováveis e que o nível de decisão é  $I_D$ , pode-se calcular a BER por meio da expressão [90]:

$$BER = \frac{1}{2} \cdot \int_{-\infty}^{I_D} pdf(I) dI + \frac{1}{2} \cdot \int_{I_D}^{+\infty} pdf(I) dI \quad (4.10)$$

em que  $pdf_1(I)$  e  $pdf_0(I)$  são as funções densidade de probabilidade, associadas respectivamente à recepção do símbolo lógico “1” e “0”. O nível de decisão  $I_D$  corresponde ao valor de referência que vai ser utilizado no circuito de decisão para estimar o símbolo lógico recebido. A forma funcional das funções  $pdf_{1,0}$  depende da estatística das fontes de degradação responsáveis pelas flu-

tuações de corrente. Considerando uma aproximação gaussiana para a estatística do sinal analisado, pode-se determinar a probabilidade média de erro [90]:

$$P(0/1) = \frac{1}{\sigma_1 \cdot \sqrt{2\pi}} \cdot \int_{-\infty}^{I_D} \exp\left(-\frac{(I-i_1)^2}{2 \cdot \sigma_1^2}\right) dI = \frac{1}{2} \operatorname{erfc}\left(\frac{i_1 - I_D}{\sqrt{2} \cdot \sigma_1}\right) \quad (4.11)$$

$$P(1/0) = \frac{1}{\sigma_0 \cdot \sqrt{2\pi}} \cdot \int_{I_D}^{\infty} \exp\left(-\frac{(I-i_0)^2}{2 \cdot \sigma_0^2}\right) dI = \frac{1}{2} \operatorname{erfc}\left(\frac{I_D - i_0}{\sqrt{2} \cdot \sigma_0}\right) \quad (4.12)$$

em que  $\sigma_1$ ,  $\sigma_0$  são as variâncias correspondentes a cada um dos símbolos lógicos.

O nível de decisão deve ser escolhido de forma a minimizar a BER do sistema, isto é, de tal forma que a expressão (4.10) atinja um valor mínimo absoluto. Este mínimo, considerando uma aproximação gaussiana, ocorre para um nível de decisão dado por [90]:

$$I_D = \frac{\sigma_0 \cdot i_1 + \sigma_1 \cdot i_0}{\sigma_0 + \sigma_1} \quad (4.13)$$

Nestas condições, sendo a degradação do sinal causada exclusivamente por ruído gaussiano, é possível definir os sinais ópticos e as estatísticas correspondentes que por sua vez determinam a figura de mérito. Essa figura de mérito é o fator de qualidade  $Q$  do sinal, a qual pode ser obtida por meio da expressão [90]:

$$\text{Fator } Q = X = \frac{i_1 - i_0}{\sigma_0 + \sigma_1} \quad (4.14)$$

sendo,  $i_1$  e  $i_0$  as médias da fotocorrente amostrada dos níveis lógicos "1" e "0" respectivamente, e  $\sigma_1$  e  $\sigma_0$  correspondem aos desvios padrão associados, respectivamente, aos níveis  $i_1$  e  $i_0$ . Portanto:

$$i_0 = \frac{i_{0,\min} + i_{0,\max}}{2} \quad (4.15)$$

$$i_1 = \frac{i_{1,\min} + i_{1,\max}}{2} \quad (4.16)$$

$$6\sigma_0 = i_{0,\max} - i_{0,\min} \quad (4.17)$$

$$6\sigma_1 = i_{1,\max} - i_{1,\min} \quad (4.18)$$

A potência de regeneração no sinal convertido é dada por:

$$P_{reg} = 10 \log \left( \frac{Q_{out}}{Q_{in}} \right) \quad (4.19)$$

sendo  $Q_{out}$  o fator Q do sinal convertido e  $Q_{in}$  o fator Q do sinal de entrada.

Admitindo que a chegada dos símbolos lógicos ao circuito de decisão do receptor tem uma distribuição gaussiana em torno dos valores médios, a BER relaciona-se com o fator de qualidade do sinal para o nível de decisão ótimo, pela seguinte expressão [90]:

$$BER = \frac{1}{2} \cdot \operatorname{erfc} \frac{Q}{\sqrt{2}} = \frac{1}{\sqrt{2\pi} \cdot Q} \cdot \exp\left(-\frac{Q^2}{2}\right) \quad (4.20)$$

## 5 CONVERSÃO E REGENERAÇÃO TOTALMENTE ÓPTICA DE SINAIS OOK-OCDMA

Neste capítulo são apresentados os testes simulados e experimentais realizados para avaliar e validar a técnica de conversão e regeneração totalmente óptica de sinais OOK-OCDMA. O método utilizado para conversão e regeneração dos sinais foi o processo de mistura de quatro ondas (FWM). A técnica proposta funciona como um conector fotônico (*gateway*) que converte e regenera o sinal modulado no formato OOK, transmitido na rede MAN, para um sinal OCDMA não coerente na rede de acesso. A Seção 5.1 apresenta os resultados simulados. Esta seção é subdividida nas Subseções 5.1.1, 5.1.2, 5.1.3, 5.1.4 e 5.1.5 em que são demonstrados, respectivamente: o diagrama de blocos do conversor OOK-OCDMA; os parâmetros de simulação; os espectros dos sinais; a validação do dispositivo com um conversor; e o desempenho do conversor proposto com regeneração simultânea de sinais. A Seção 5.2 apresenta as condições experimentais do conversor proposto. Esta seção é subdividida nas Subseções 5.2.1, 5.2.2, 5.2.3 e 5.2.4 em que são apresentados, respectivamente: o arranjo experimental; a análise experimental do ponto ótimo de regeneração do sinal; e a validação do desempenho do dispositivo proposto como um regenerador de sinais.

### 5.1 SIMULAÇÕES

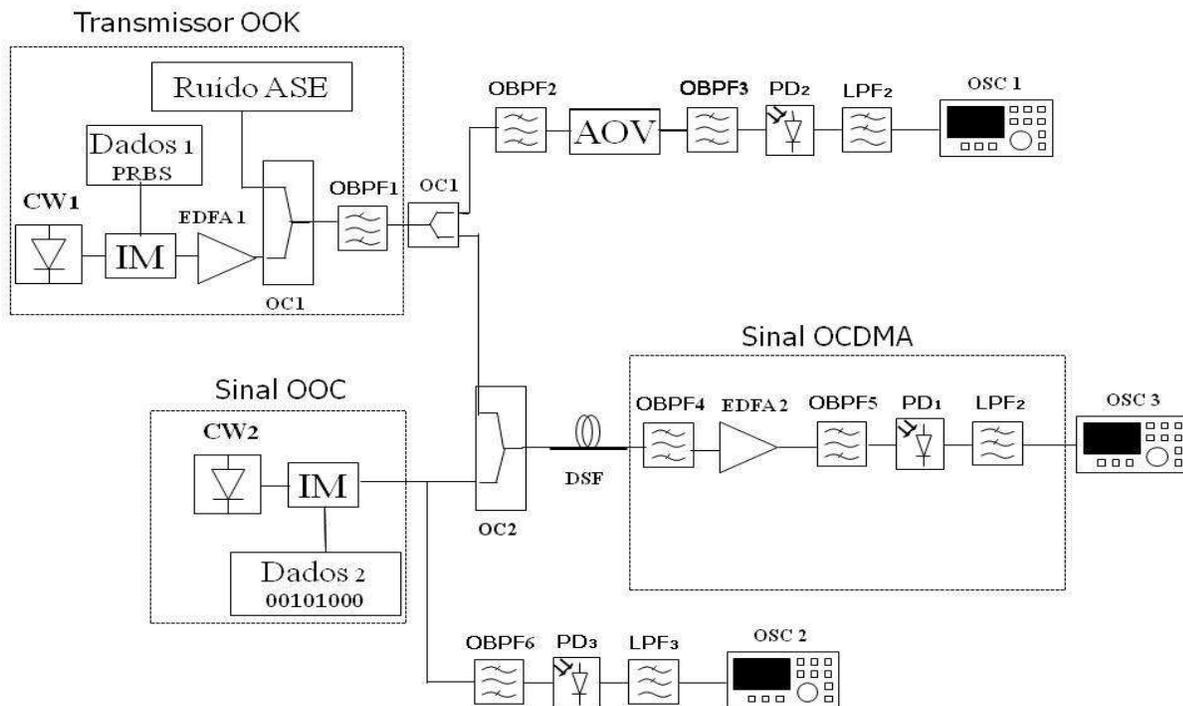
As simulações foram realizadas no simulador *VPITransmissionMaker* 8.5. Os gráficos foram traçados por meio do software *Origin* 8.5. O computador utilizado nas simulações foi um Intel Core i7 de 2.93Ghz, com 8 GBytes de memória RAM e disco rígido de 520 GBytes.

#### 5.1.1 Diagrama de blocos do conversor OOK-OCDMA

A Figura 5.1 apresenta o diagrama de blocos do conversor OOK-OCDMA. O sinal de entrada ( $f_{ook}$ ), representado pelo bloco "Transmissor OOK" é modulado no formato de modulação OOK por uma sequência de bits pseudo-aleatórias (PRBS, *Pseudo-Random Binary Sequence*)

com 2048 amostras. O sinal OOK é considerado um sinal ruidoso que viajou pela rede MAN, passando por uma cascata de amplificadores ópticos. Com o objetivo de degradar a OSNR do sinal OOK, intencionalmente é acoplado um ruído de emissão espontânea amplificada (ASE, *Amplified Spontaneous Emission*) no sinal OOK.

O sinal OOC ( $f_{ooc}$ ), representado pelo bloco "Sinal OOC", é modulado em amplitude por um fluxo de bits contínuo de uma sequência de assinatura pré-definida de um código óptico ortogonal. Os sinais OOK e OOC são acoplados no acoplador ( $OC_2$ ) e transmitidos pela fibra DSF. De acordo com a Equação 4.5, o filtro OBPF 4 e OBPF 5 irão filtrar o sinal conjugado na frequência  $f_{OCDMA}$ , gerado no processo FWM. Este sinal conjugado é o sinal OCDMA, ou seja, sinal de entrada OOK codificado com a sequência de assinatura de um código óptico ortogonal gerado no sinal OOC. Tendo como objetivo obter a mesma potência de saída em ambos os sinais, um atenuador (AOV) e um amplificador (EDFA<sub>2</sub>) são usados, respectivamente, nos sinais OOK e OCDMA. Estes mesmos sinais são fotodetectados, respectivamente, pelos fotodetectores PD<sub>2</sub> e PD<sub>1</sub> e filtrados por um filtro passa baixa (LPF, *Low Pass Filter*) antes de serem analisados no osciloscópio (OSC).



**Figura 5.1** - Diagrama de blocos para conversão e regeneração do sinal OOK para OCDMA

### 5.1.2 Parâmetros de simulação

Os parâmetros dos sinais OOK, OOC e OCDMA considerados nas simulações são apresentados nas Tabelas 5.1, 5.2 e 5.3, consecutivamente. Os valores de  $f_{ook}$ ,  $f_{ooc}$ ,  $P_{ook}$  e  $P_{ooc}$  foram escolhidos de acordo com a curva de regeneração do sinal apresentada na Figura 4.4. Os parâmetros da fibra DSF são os mesmos apresentados na Tabela 4.1.

**Tabela 5.1-** Parâmetros do sinal OOK

<b>Parâmetro</b>	<b>Símbolo</b>	<b>Valor</b>
Frequência do sinal OOK	$f_{ook}$	193,47 (THz)
Potência de pico do sinal OOK de entrada na fibra DSF	$P_{ook}$	70 (mW)
Sequência de bits	PRBS	2048 amostras
Taxa de transmissão dos bits	$B_b$	1,25 Gbps
Período do bit	$T_B$	0,8 ns

**Tabela 5.2 -** Parâmetros do sinal OOC

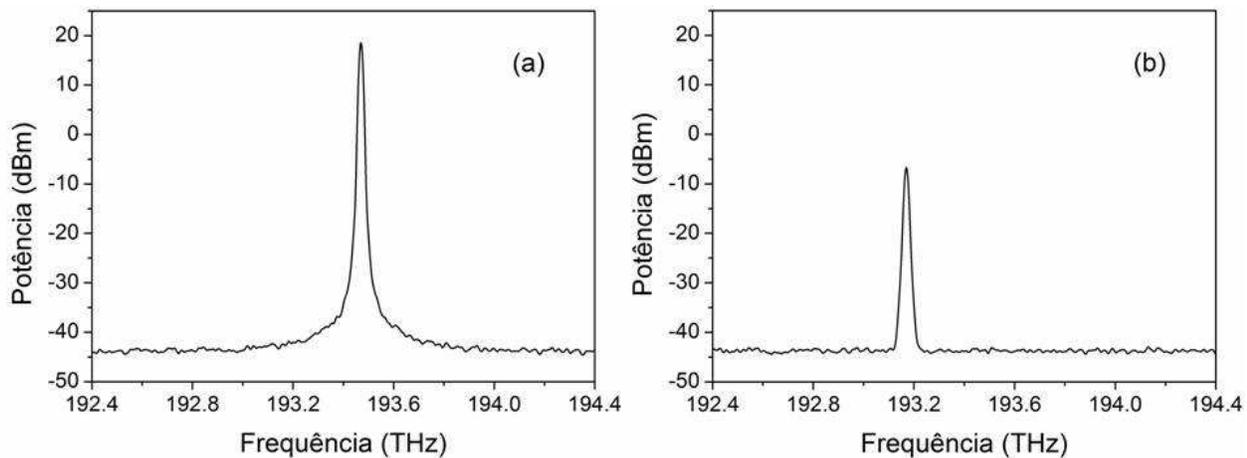
<b>Parâmetro</b>	<b>Símbolo</b>	<b>Valor</b>
Frequência do sinal OOC	$f_{ooc}$	193,17 (THz)
Potência média do sinal OOC de entrada na fibra DSF	$P_{ooc}$	1 (mW)
Assinatura do código	OOC	00101000
Peso do código	$w$	2
Comprimento do código ( <i>chips</i> )	$L_{ooc}$	8
Taxa de transmissão dos bits	$B_b$	1,25 Gbps
Período do bit	$T_B$	0,8 ns
Taxa de transmissão dos <i>chips</i>	$B_c$	10 <i>Gchips/s</i>
Período do <i>chip</i>	$T_c$	0,1 ns

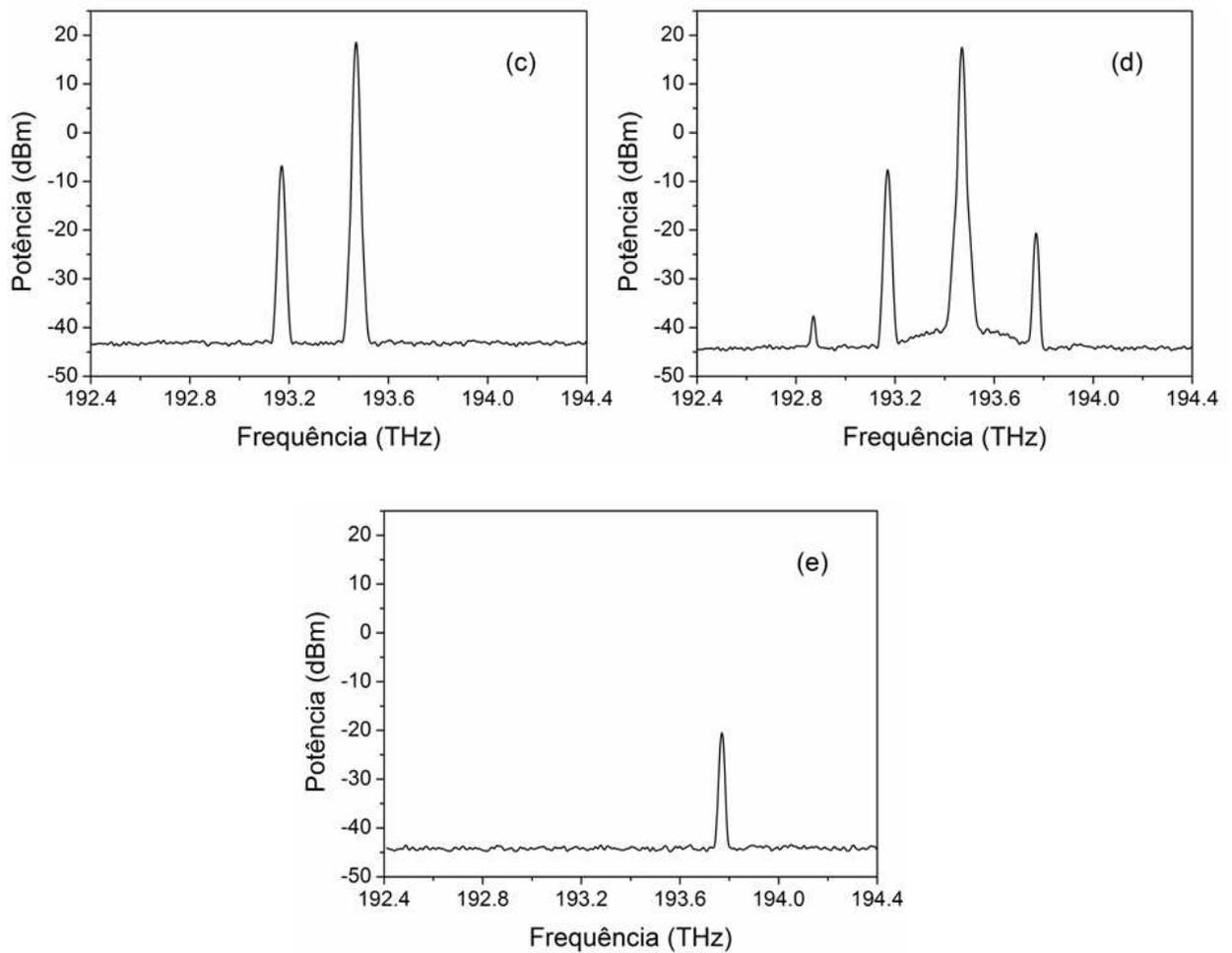
Tabela 5.3 - Parâmetros do sinal OCDMA

Parâmetro	Símbolo	Valor
Frequência do sinal OCDMA	$f_{OCDMA}$	193,77 (THz)
Taxa de transmissão dos bits	$B_b$	1,25 Gbps
Período do bit	$T_B$	0,8 ns
Taxa de transmissão dos <i>chips</i>	$B_c$	10 <i>Gchips/s</i>
Período do <i>chip</i>	$T_c$	0,1 ns

### 5.1.3 Espectro dos sinais

A Figura 5.2 (a), (b), (c), (d) e (e) ilustra, respectivamente: o espectro do sinal OOK, obtido depois do filtro OBPF 1 e transmitido na frequência  $f_{ook}$ ; o espectro do sinal OOC transmitido na frequência  $f_{ooc}$ ; os espectros dos sinais  $f_{ook}$  e  $f_{ooc}$  de entrada na fibra DSF, obtido depois do acoplador OC<sub>2</sub>; o espectro dos sinais gerados pela efeito FWM, depois da fibra DSF; e o espectro do sinal OCDMA, obtido depois do filtro OBPF4 na frequência  $f_{OCDMA}$ .

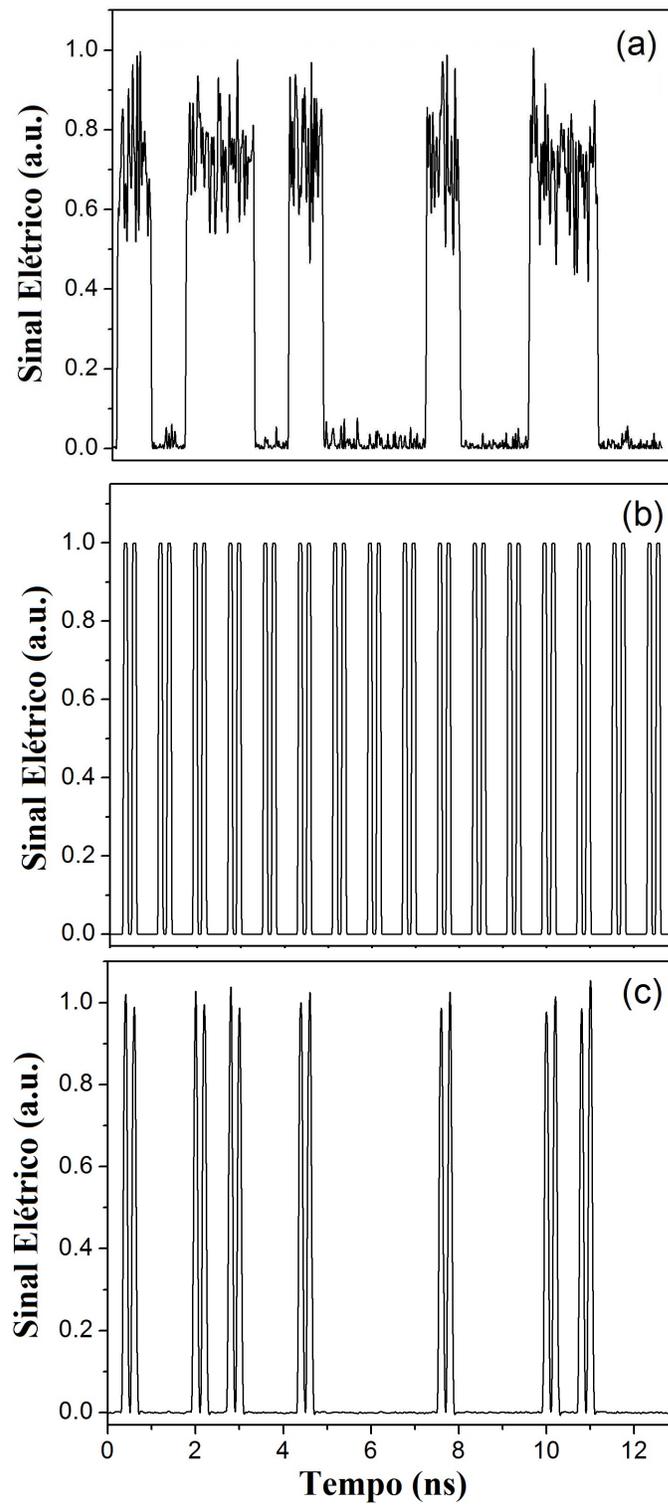




**Figura 5.2** - Espectros dos sinais: (a) sinal OOK, (b) sinal OOC, (c) sinais de entrada da fibra DSF, (d) sinais de saída da fibra DSF gerados pelo processo FWM e (e) sinal OCDMA.

#### 5.1.4 Validação do conversor de sinais OOK-OCDMA proposto

A Figura 5.3 (a) (b) e (c) mostra as formas de onda do sinal ruidoso de entrada OOK, do sinal OOC e do sinal OCDMA, respectivamente. Por sua vez, as formas de onda (a), (b) e (c) foram medidas consecutivamente, nos analisadores  $OSC_1$ ,  $OSC_2$  e  $OSC_3$  apresentados na Figura 5.1.



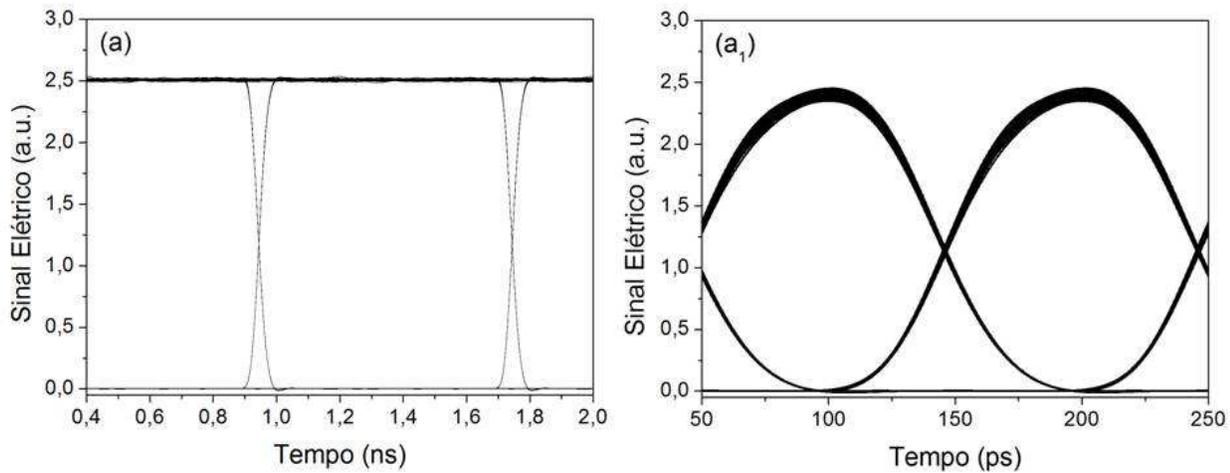
**Figura 5.3** - Formas de onda: (a) sinal de entrada OOK, (b) fluxo periódico de um código OOC com sequência de assinatura 00101000 e (c) sinal OCDMA.

No sinal de entrada OOK (a) foi transmitido uma PRBS a uma taxa de transmissão ( $B_b$ ) de 1,25 Gbps e período do bit ( $T_B$ ) de 0,8 ns. A Figura 5.3 (a) mostra os primeiros bits 1011010001001100 da PRBS gerada. No sinal OOC (b) foi transmitido um fluxo de bits contínuo com a sequência de assinatura 00101000 de peso 2 e comprimento 8, a uma taxa de transmissão dos *chips* ( $B_c$ ) de 10 Gchips/s e período do *chip* ( $T_c$ ) de 0,1 ns. É claramente observado que no sinal conjugado OCDMA, os dados do sinal OOK transmitidos por cada bit "1" de informação foram codificados de acordo com a sequência de assinatura gerada pelo sinal OOC. Quando o bit "0" foi transmitido, nenhuma informação foi adicionada, ou seja, não se produziu pulsos ópticos quando bits "0" de informação foram enviados. Portanto, foi possível comprovar que o dispositivo proposto neste trabalho está funcionando corretamente.

### 5.1.5 Desempenho do conversor OOK-OCDMA como regenerador

Esta seção analisa o desempenho do dispositivo proposto como um regenerador. O método utilizado para analisar o desempenho do regenerador foi o cálculo do Fator Q, descrito na Seção 4.3.2. O desempenho do regenerador foi avaliado por comparação do fator Q do sinal OCDMA ( $Q_{out}$ ) em relação ao fator Q do sinal de entrada OOK ( $Q_{in}$ ). Como foi descrito na Seção 5.1.1, a OSNR do sinal de entrada OOK foi intencionalmente degradada com um ruído ASE, tendo como objetivo simular o que acontece quando um sinal atravessa uma cascata de amplificadores ópticos em uma rede MAN.

A Figura 5.4 (a) e (a<sub>1</sub>) mostra, respectivamente, o digrama de olho do sinal OOK e OCDMA sem a degradação imposta pelo ruído ASE. Este diagramas de olho foram obtidos, respectivamente, no OSC 1 e OSC 2 apresentados no esquemático da figura 5.1.

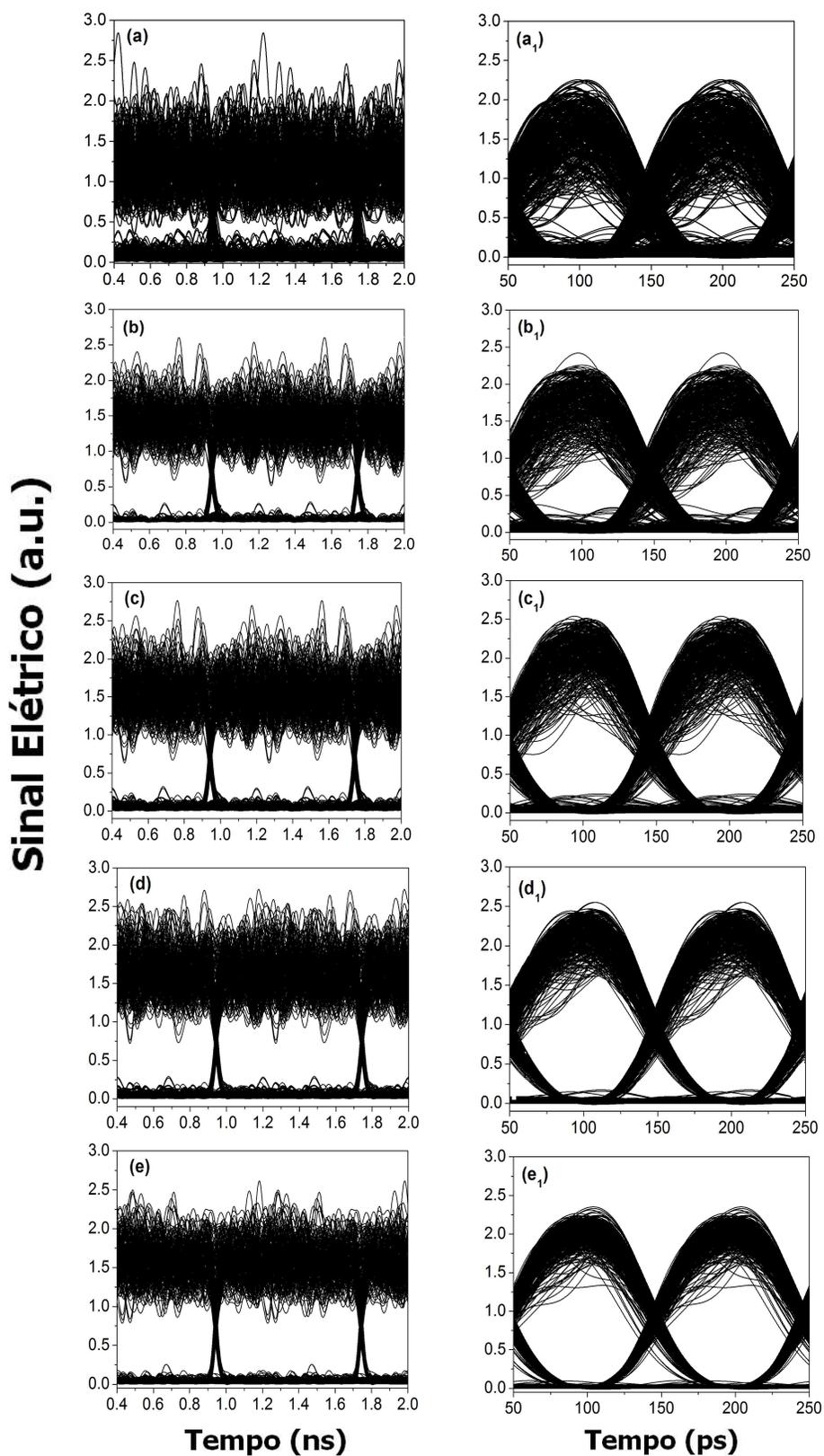


**Figura 5.4** - Diagrama de olho simulado sem a degradação imposta pelo ruído ASE: (a) Diagrama de olho do sinal OOK e (a<sub>1</sub>) Diagrama de olho do sinal OCDMA.

A Figura 5.5 (a), (b), (c), (d) e (e) mostra os diagramas de olho do sinal de transmissão OOK considerando diferentes intensidades de ruído. Os respectivos diagramas de olho do sinal convertido OCDMA são apresentados na Figura 5.5 (a<sub>1</sub>), (b<sub>1</sub>), (c<sub>1</sub>), (d<sub>1</sub>) e (e<sub>1</sub>). A OSNR foi aumentada gradativamente e os diagramas de olho apresentadas na Figuras 5.5 foram medidos nos OSC<sub>1</sub> e OSC<sub>3</sub> mostrados na Figura 5.1. Pode ser claramente notado que a maior parte do ruído foi removida. A Tabela 5.4 mostra os valores de  $Q_{in}$  e  $Q_{out}$  e a correspondente BER de cada diagrama de olho apresentado na Figura 5.5. A Tabela 5.4 também apresenta a potência de regeneração ( $P_{reg}$ ) do sinal OCDMA. O fator  $Q$ ,  $P_{reg}$  e a BER foram calculados utilizando as Equações 4.14, 4.19 e 4.20, respectivamente. Os cálculos do fator  $Q$  apresentados na Tabela 5.4 são demonstrados detalhadamente no Apêndice A.

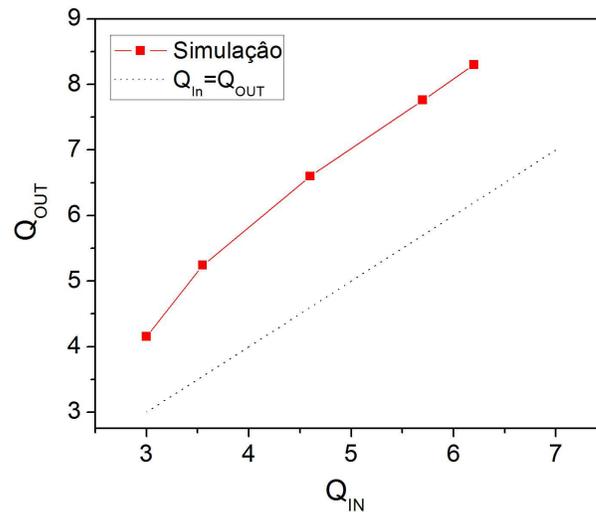
**Tabela 5.4** - Relação entre  $Q_{in}$  e  $Q_{out}$  nos resultados simulados do conversor e regenerador OOK-OCDMA e a correspondente BER.

<b>Figura 5.5</b>	<b><math>Q_{in}</math></b>	<b><math>Q_{out}</math></b>	<b><math>P_{reg}</math> (dB)</b>	<b><math>BER_{In}</math></b>	<b><math>BER_{out}</math></b>
(a) (a <sub>1</sub> )	3,0	4,15	1,4	$1,35 \times 10^{-3}$	$1,66 \times 10^{-5}$
(b) (b <sub>1</sub> )	3,55	5,24	1,69	$1,92 \times 10^{-4}$	$8,029 \times 10^{-8}$
(c) (c <sub>1</sub> )	4,6	6,6	1,57	$2,112 \times 10^{-6}$	$2,056 \times 10^{-11}$
(d) (d <sub>1</sub> )	5,68	7,76	1,35	$6,735 \times 10^{-9}$	$4,246 \times 10^{-15}$
(e) (e <sub>1</sub> )	6,2	8,3	1,37	$2,823 \times 10^{-10}$	$5,206 \times 10^{-17}$



**Figura 5.5** - Diagrama de olho do sinal de entrada OOK (a), (b), (c), (d), (e) e os correspondentes diagramas de olho do sinal OCDMA codificado de saída (a<sub>1</sub>), (b<sub>1</sub>), (c<sub>1</sub>), (d<sub>1</sub>) e (e<sub>1</sub>), respectivamente.

A Figura 5.6 apresenta o gráfico de  $Q_{out}$  em função de  $Q_{in}$ . Observa-se que todos os dados estão acima da linha pontilhada onde,  $Q_{in} = Q_{out}$ . Portanto, ocorreu a regeneração do sinal para todas as intensidades de ruído consideradas no sinal de entrada. A potência regenerada ( $P_{reg}$ ) no sinal OCDMA teve um ganho entre 1,35 e 1,69 dB em relação à potência do sinal OOK. Este ganho no fator  $Q$  é condizente com os ganhos obtidos e apresentados na literatura [43][45]. Os resultados apresentados mostram que o dispositivo de conversão dos sinais OOK-OCDMA proposto é também um dispositivo adequado para trabalhar como um regenerador totalmente óptico.



**Figura 5.6** -  $Q_{out}$  versus  $Q_{in}$  mostrando o desempenho do regenerador óptico 2R.

## 5.2 EXPERIMENTOS

O experimento foi realizado no laboratório de comunicações ópticas (LCO) do Instituto de Física Gleb Wataghin da Universidade Estadual de Campinas.

O LCO possui dois geradores de dados, representados pelo  $DATA_2$  e  $DATA_1$  na Figura 5.7. No gerador de dados  $DATA_2$  é possível escolher qualquer taxa de transmissão até 13 Gbps e qualquer comprimento de palavra código (*codeword*). O gerador  $DATA_1$ , opera no padrão SDH, com taxas de transmissão de 2488,32 Mbps e de 9953,28 Mbps e opção de palavra código (*codeword*) com comprimento fixo em 16 bits. Este experimento teve com meta gerar e transmitir um sinal OOK e um sinal OOC com as mesmas características dos sinais OOK e OOC descritas nas Tabelas 5.1 e 5.2, respectivamente. Entretanto, devido às limitações dos geradores  $DATA_1$  e DA-

TA<sub>2</sub> foram necessários algumas adaptações para estes cenários. Como o gerador DATA<sub>1</sub> possui opção de palavra código com comprimento fixo de 16, o gerador DATA<sub>2</sub> foi atribuído para gerar o sinal OOC com uma sequência de bits de comprimento 8 e taxa de transmissão dos *chips* de 9953,28 Mbps. Entretanto, como foi descrito, o gerador DATA<sub>1</sub>, que opera no padrão SDH, não gera uma taxa de 1,25 Gbps necessária para transmissão do sinal OOK. Uma alternativa para resolver o problema foi gerar uma taxa de 9953,28 Mbps e introduzir uma *codeword* de 8 bits iguais a "1" e de 8 bits iguais a "0" para simular um sinal de 1244,16 Mbps.

### 5.2.1 Arranjo experimental do conversor OOK-OCDMA

A Figura 5.7 ilustra a montagem experimental do conversor de sinais OOK-OCDMA. O conversor de sinais atua da maneira descrita a seguir. O sinal de entrada representa o sinal modulado no formato OOK que viajou pela rede metropolitana MAN, e chegou à borda da rede de acesso. No esquemático da Figura 5.7, o sinal de entrada é representado pelo bloco "TX OOK", composto por um laser de onda contínua ( $cw_1$ ), três controladores de polarização (PC<sub>1</sub>), (PC<sub>2</sub>) e (PC<sub>3</sub>), um modulador em amplitude (IM<sub>1</sub>) e um gerador de dados (DADOS<sub>1</sub>). Antes de ser amplificado, o sinal passa por um controlador de polarização (PC<sub>3</sub>), para alinhar o estado de polarização do sinal, e por um modulador de fase (PM), para evitar o efeito de retro espalhamento estimulado de Brillouin [91]. O sinal OOK tem sua largura de linha aumentada por meio da modulação de sua fase com três frequências (241 MHz, 573 MHz e 983 MHz). Após a modulação da fase, o sinal de entrada OOK é amplificado por intermédio do amplificador EDFA<sub>1</sub>. Um ruído ASE é acoplado ao sinal OOK para degradar a OSNR daquele. O ruído é representado pelo bloco "Ruído", composto por dois amplificadores, EDFA<sub>2</sub> e EDFA<sub>3</sub>, e um filtro OBPF<sub>2</sub>. Para gerar o ruído, a entrada do amplificador EDFA<sub>2</sub> é deixada em aberto e sua saída é conectada no filtro OBPF<sub>2</sub>, sintonizado na mesma frequência que o sinal OOK, sobrepondo assim, o sinal e o ruído. A seguir, para amplificar o ruído gerado, um amplificador EDFA<sub>3</sub> é conectado na saída do filtro OBPF<sub>2</sub>.

O segundo sinal é representado pelo bloco "Sinal OOC". Este bloco é responsável por gerar um sinal modulado em amplitude por um fluxo contínuo de bits, formado por uma sequência de assinatura pré-definida de um código OOC que codificará o sinal convertido OCDMA. Este bloco é composto por um laser de onda contínua ( $cw_2$ ) dois controladores de polarização (PC<sub>4</sub>) e

(PC<sub>5</sub>), um modulador em amplitude (IM<sub>2</sub>) e um gerador de dados (DADOS<sub>2</sub>). Os sinais OOK e OOC são acoplados pelo acoplador OC<sub>2</sub> e transmitido pela fibra DSF. O filtro OBPF<sub>3</sub> filtra o sinal conjugado, ou seja, o sinal OCDMA na frequência  $f_{OCDMA}$ , de acordo com a Equação (4.5). Em seguida, o sinal OCDMA é amplificado pelo EDFA<sub>4</sub> e filtrado novamente pelo OBPF<sub>4</sub> com o objetivo de rejeitar o ruído ASE gerado pelo EDFA<sub>4</sub>. Por fim, o sinal é analisado no osciloscópio (OSC). O software LabVIEW 8.6 foi utilizado para converter os diagramas de olho apresentados na tela do OSC em matrizes de dados, sendo estas utilizadas para gerar os gráficos no software Origin 8.6.

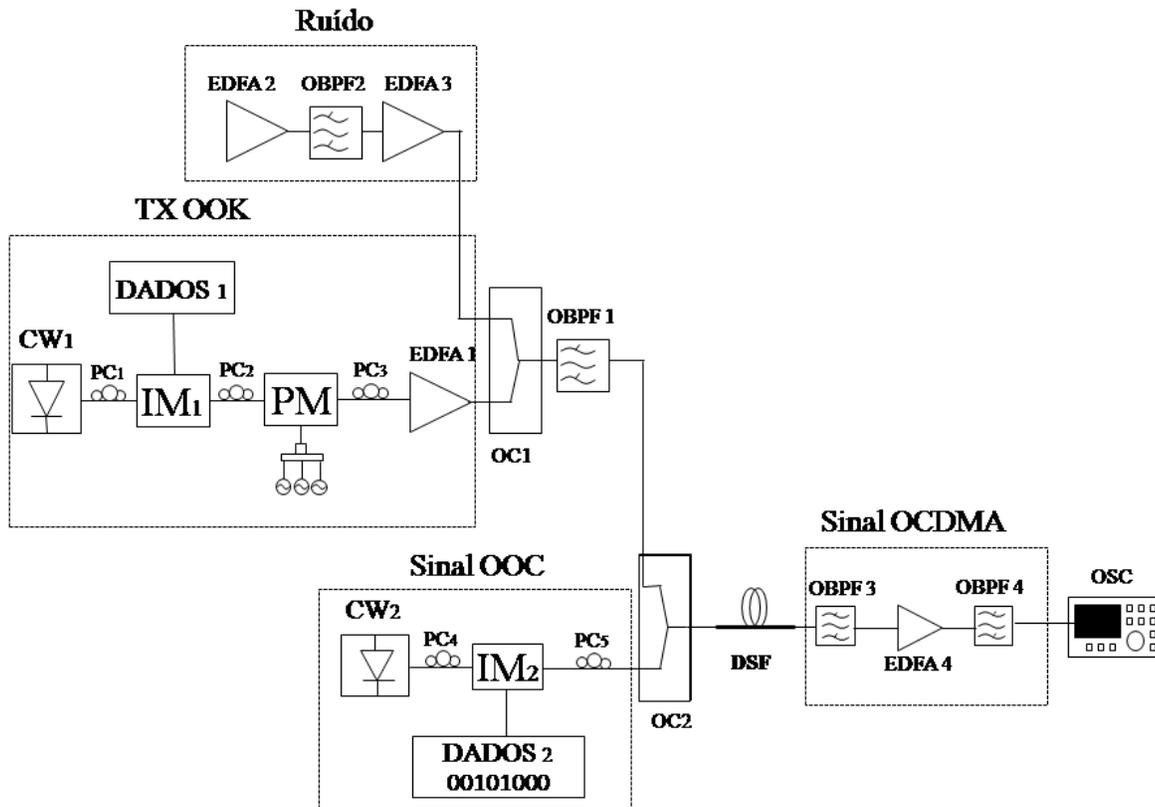


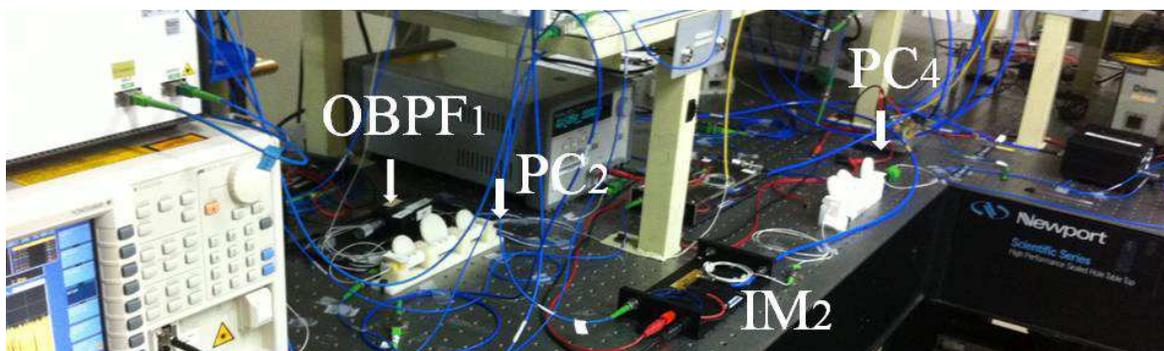
Figura 5.7 - Montagem experimental do conversor OOK-OCDMA

A Figura 5.8 ilustra uma foto da montagem experimental descrita anteriormente. Podem ser observados: os lasers, geradores de dados, geradores de RF, amplificador de RF, os filtros do sinal conjugado e por fim a fibra DSF, onde o sinal OOK e o fluxo de bits da sequência de assina-

tura do código OOC foram acoplados. A Figura 5.9 mostra o modulador de intensidade, o controlador de polarização do sinal OCDMA e o filtro e controlador de polarização do sinal OOK. Já a Figura 5.10 apresenta o modulador de intensidade do sinal OOK, o controlador de polarização do modulador de fase e o modulador de fase para aumentar a largura de linha do sinal de bombeio. Por último, a Figura 5.11 ilustra o filtro e os amplificadores utilizados para a geração do ruído. Todos estes dispositivos foram utilizados na montagem descrita na Figura 5.7.



**Figura 5.8** - Foto dos lasers, amplificadores, geradores de RF, amplificador de RF, geradores de dados, a fibra DS e os filtros do sinal conjugado.



**Figura 5.9** - Foto do modulador de intensidade, do controlador de polarização do sinal OCDMA e do filtro e controlador de polarização do sinal OOK.

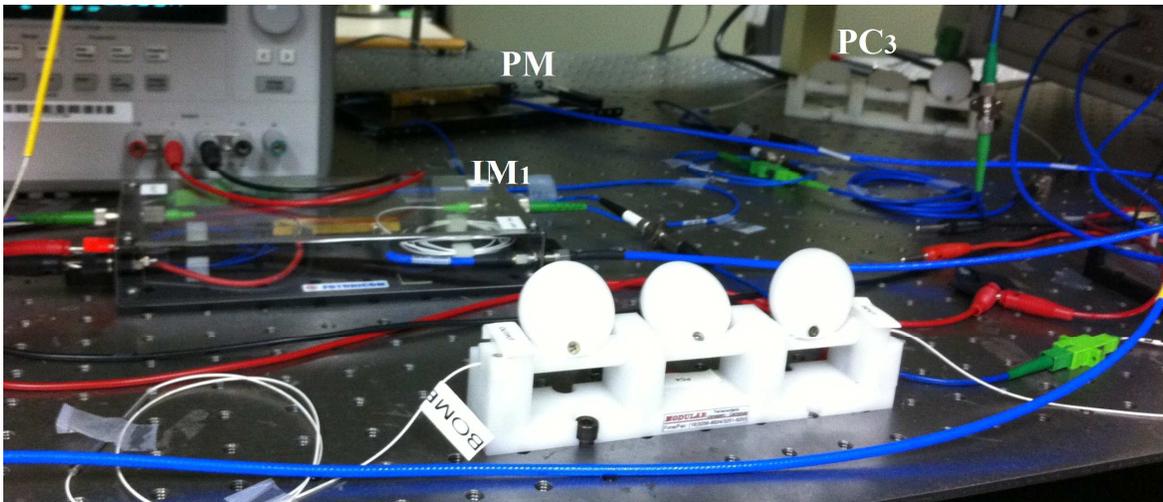


Figura 5.10 - Foto do modulador de intensidade do sinal OOK, do controlador de polarização e do modulador de fase.

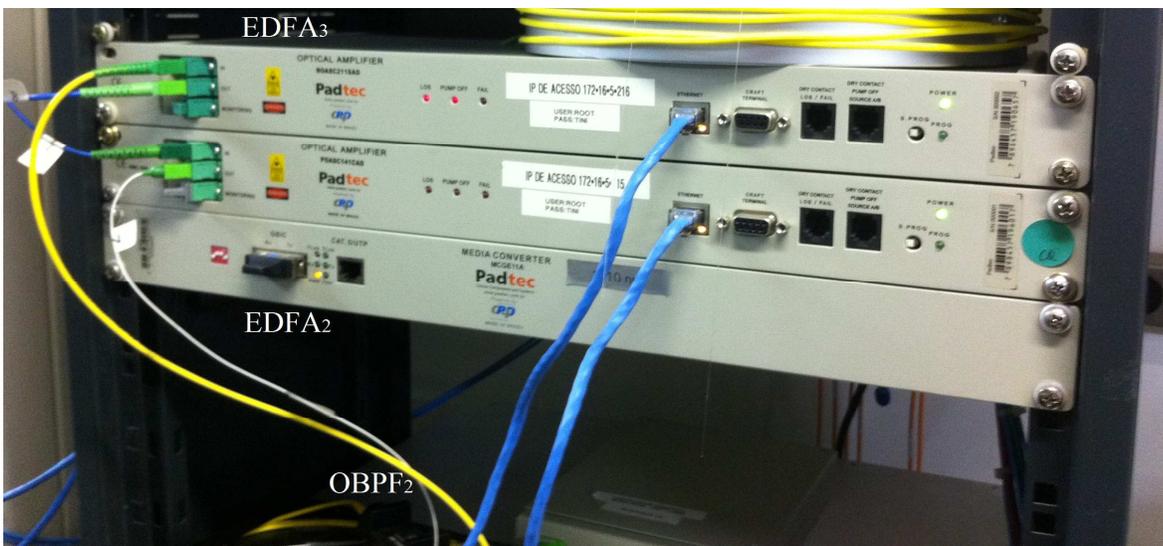


Figura 5.11 - Foto do filtro e os amplificadores utilizados para a geração do ruído.

### 5.2.2 Parâmetros experimentais

Os parâmetros dos sinais OOK, OOC e OCDMA considerados no experimento, são apresentados nas Tabelas 5.5, 5.6 e 5.7, consecutivamente. Os parâmetros da fibra DSF são os mesmos apresentados na Tabela 4.1. Além disso, os valores de  $f_{ook}$ ,  $f_{ooc}$ ,  $P_{ooc}$  são os mesmos descritos nas Tabelas 5.1 e 5.2. Já a potência do sinal de entrada  $P_{ook}$  será calibrada na seção 5.2.3.

**Tabela 5.5-** Parâmetros experimentais do sinal OOK

<b>Parâmetro</b>	<b>Símbolo</b>	<b>Valor</b>
Frequência do sinal OOK	$f_{ook}$	193.47 (THz)
Comprimento de onda do sinal OOK	$\lambda_{ook}$	1549,55 (nm)
Potência de pico do sinal OOK de entrada na fibra DSF	$P_{ook}$	
Sequência de bits	<i>codeword</i>	0000000011111111
Taxa de transmissão dos bits	$B$	1244.16 Mbps
Período do bit	$T_B$	0,8038 ns

**Tabela 5.6 -** Parâmetros experimentais do sinal OOC

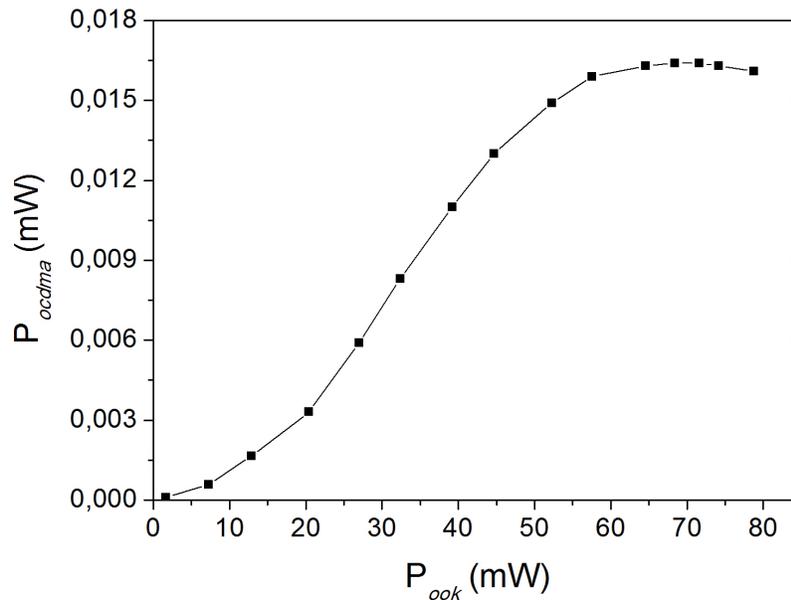
<b>Parâmetro</b>	<b>Símbolo</b>	<b>Valor</b>
Frequência do sinal OOC	$f_{ooc}$	193,17 (THz)
Comprimento de onda do sinal OOC	$\lambda_{ooc}$	1551,96 (nm)
Potência média do sinal OOC de entrada na fibra DSF	$P_{ooc}$	1 (mW)
Assinatura	OOC	00101000
Peso do código	$w$	2
Comprimento do código ( <i>chips</i> )	$L_{ooc}$	8
Taxa de transmissão dos bits	$B_b$	1244,16 Mbps
Período do bit	$T_B$	0,8038 ns
Taxa de transmissão dos <i>chips</i>	$B_c$	9953,28 Mchips/s
Período do chip	$T_c$	0,10047 ns

**Tabela 5.7 -** Parâmetros experimentais do sinal OCDMA

<b>Parâmetro</b>	<b>Símbolo</b>	<b>Valor</b>
Frequência do sinal OCDMA	$f_{ocdma}$	193,77 (THz)
Comprimento de onda do sinal OCDMA	$\lambda_{ocdma}$	1547,71 (nm)
Taxa de transmissão dos bits	$B_b$	1244,16 Mbps
Período do bit	$T_B$	0,8038 ns
Taxa de transmissão dos <i>chips</i>	$B_c$	9953,28 Mchips/s
Período do <i>chip</i>	$T_c$	0,10047 ns

### 5.2.3 Função de transferência via FWM

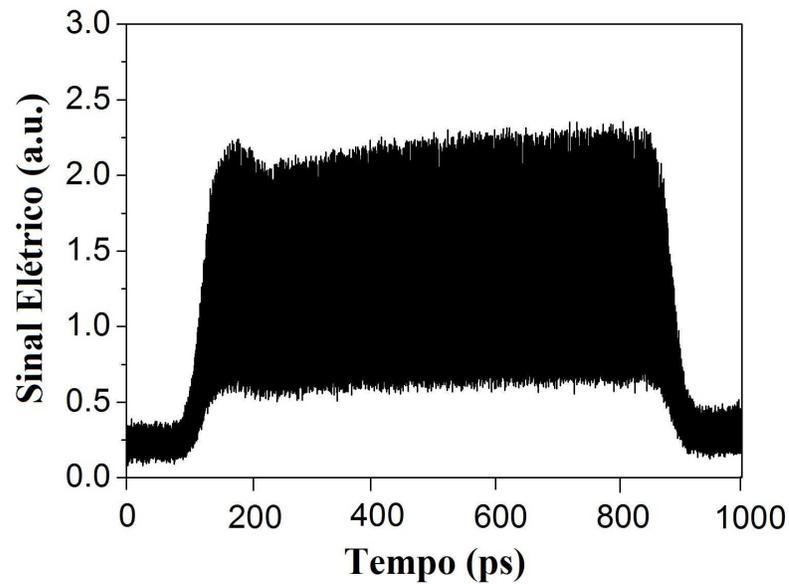
A Figura 5.12 mostra a curva da função de transferência da potência do sinal convertido OCDMA em função da potência do sinal de entrada OOK na fibra óptica. Observa-se que a otimização da taxa de extinção ocorre para potências de pico do sinal de entrada entre  $50 < P_{ook} < 90$  (mW) com um ponto ótimo de regeneração em  $P_{ook} = 68$  mW. Observa-se também que o ponto ótimo da curva de transferência obtida experimentalmente é muito próximo ao da curva obtida na simulação, apresentada na Figura 4.4.



**Figura 5.12** - Curva da Função de transferência da potência do sinal convertido OCDMA em função da potência do sinal de entrada OOK

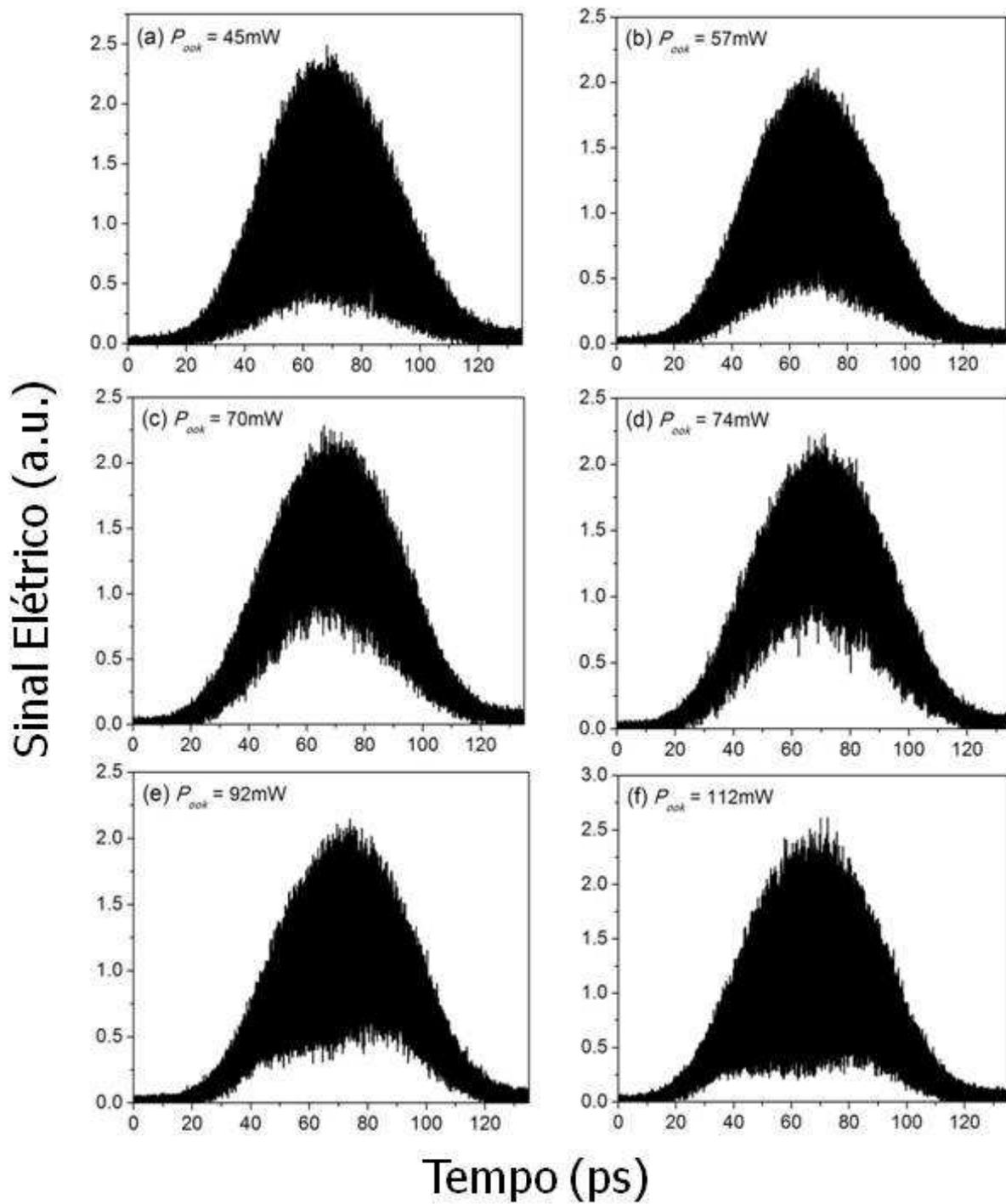
Com o objetivo de comprovar que o ponto ótimo da função de transferência ocorre quando a potência do sinal de entrada é 68 mW, foram introduzidos diferentes valores de potência de pico do sinal de entrada  $P_{ook}$  na fibra DSF e o diagrama de olho do sinal convertido OCDMA foi observado no osciloscópio. O diagrama de olho do sinal OCDMA que apresentou menor nível de ruído para uma determinada  $P_{ook}$  do sinal de entrada OOK foi considerado o ponto ótimo de regeneração. A Figura 5.13 mostra o diagrama de olho do sinal de entrada ruidoso e a Figura 5.14

(a-f) <sup>1</sup> apresenta o diagrama de olho do sinal convertido para as seguintes potências de entrada  $P_{ook}$ : (a) 45 mW, (b) 57 mW, (c) 70 mW, (d) 74 mW, (e) 92 mW e (f) 112 mW. Observa-se que o ponto ótimo de regeneração ocorre na Figura 5.14 (c), quando a potência de pico do sinal OOK na entrada da fibra DSF é 68 mW, comprovando o ponto ótimo da curva de transferência.



5.13 - Diagrama de olho do sinal de entrada

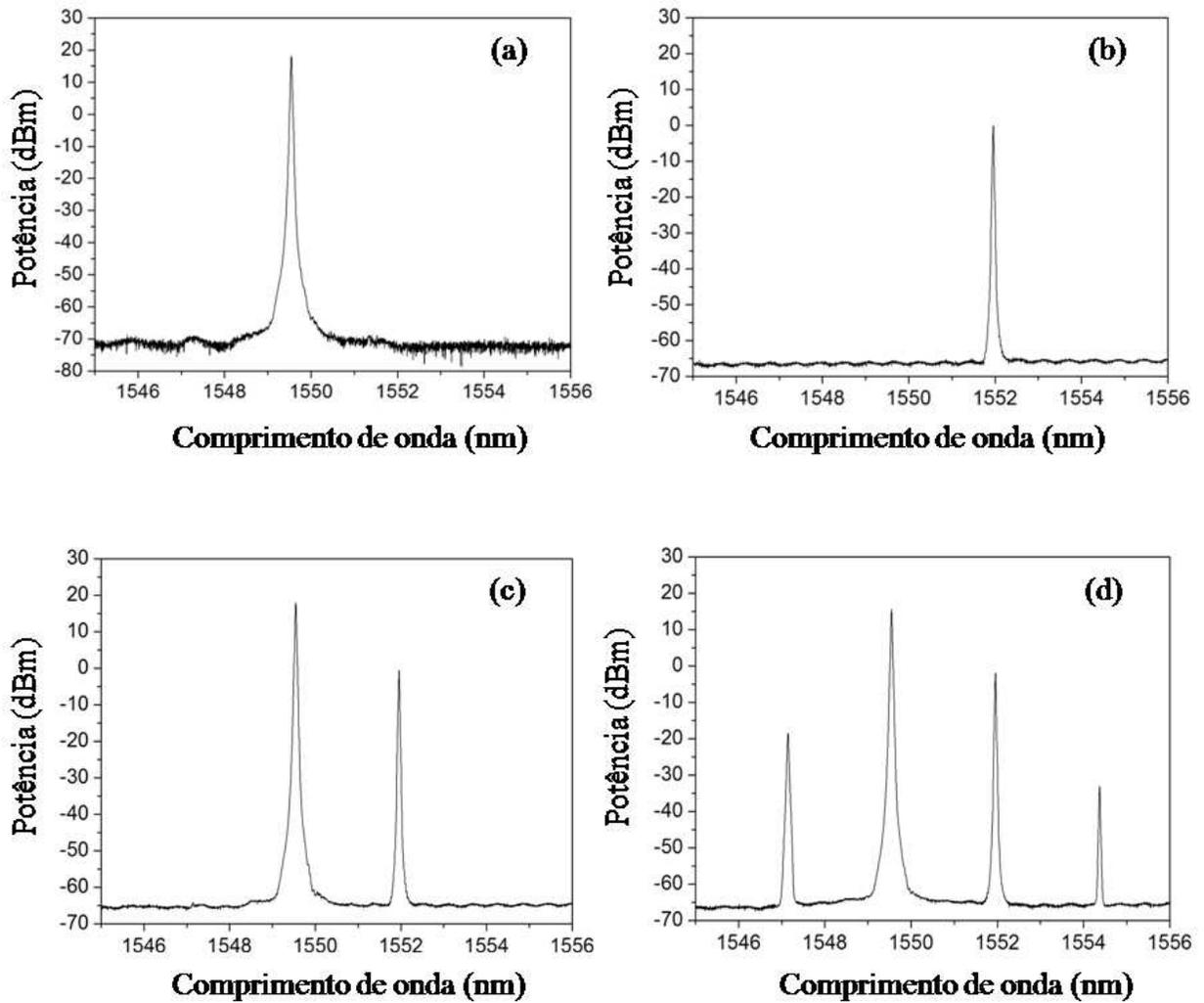
<sup>1</sup> O diagrama de olho apresentado na Figura 5.14 (a-f) mostra apenas 1 *chirp* de bit "1" do sinal OCDMA. Foi dado um zoom em apenas um *chirp* da sequência de assinatura do sinal OCDMA com o objetivo de melhorar a visualização da regeneração

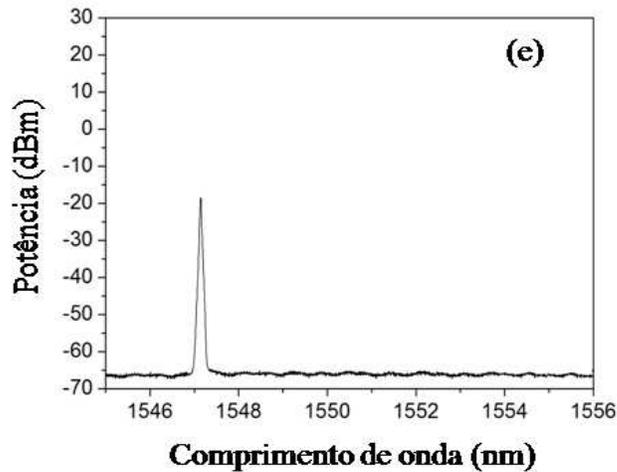


**Figura 5.14** - Diagramas de olho do sinal convertido considerando diferentes valores de potência de pico de entrada  $P_{\text{ook}}$ : (a) 45 mW, (b) 57 mW, (c) 70 mW, (d) 74 mW, (e) 92 mW e (f) 112 mW.

### 5.2.4 Espectro dos sinais

A Figura 5.15 (a), (b), (c), (d) e (e) ilustra, respectivamente: o espectro do sinal OOK, transmitido no comprimento de onda  $\lambda_{ook}$ ; o espectro do sinal OOC transmitido no comprimento de onda  $\lambda_{ooc}$ ; os espectros dos sinais  $\lambda_{ook}$  e  $\lambda_{ooc}$  de entrada na fibra DSF, espectro dos sinais gerados pela efeito FWM, depois da fibra DSF; e o espectro do sinal convertido OCDMA, gerado no comprimento de onda  $\lambda_{OCDMA}$  por meio da FWM.

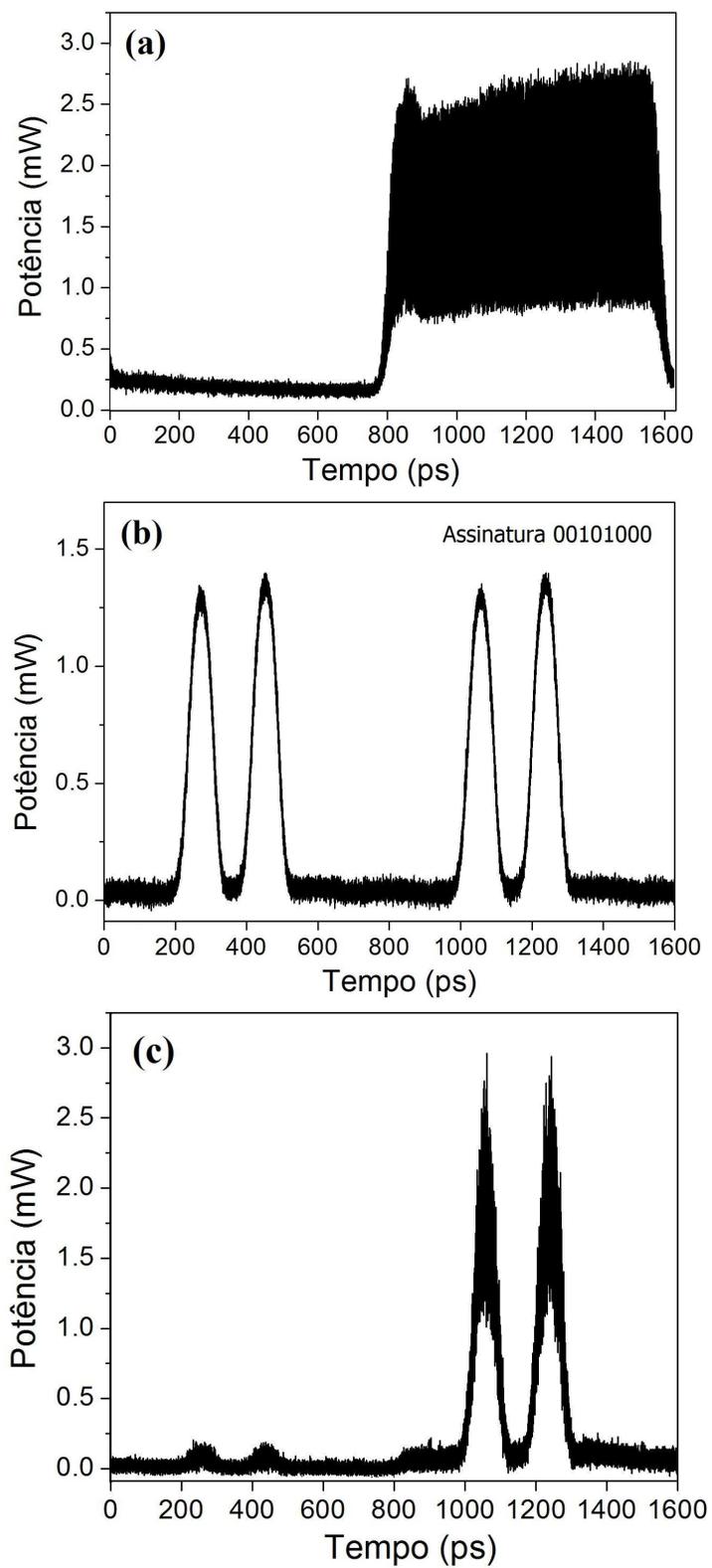




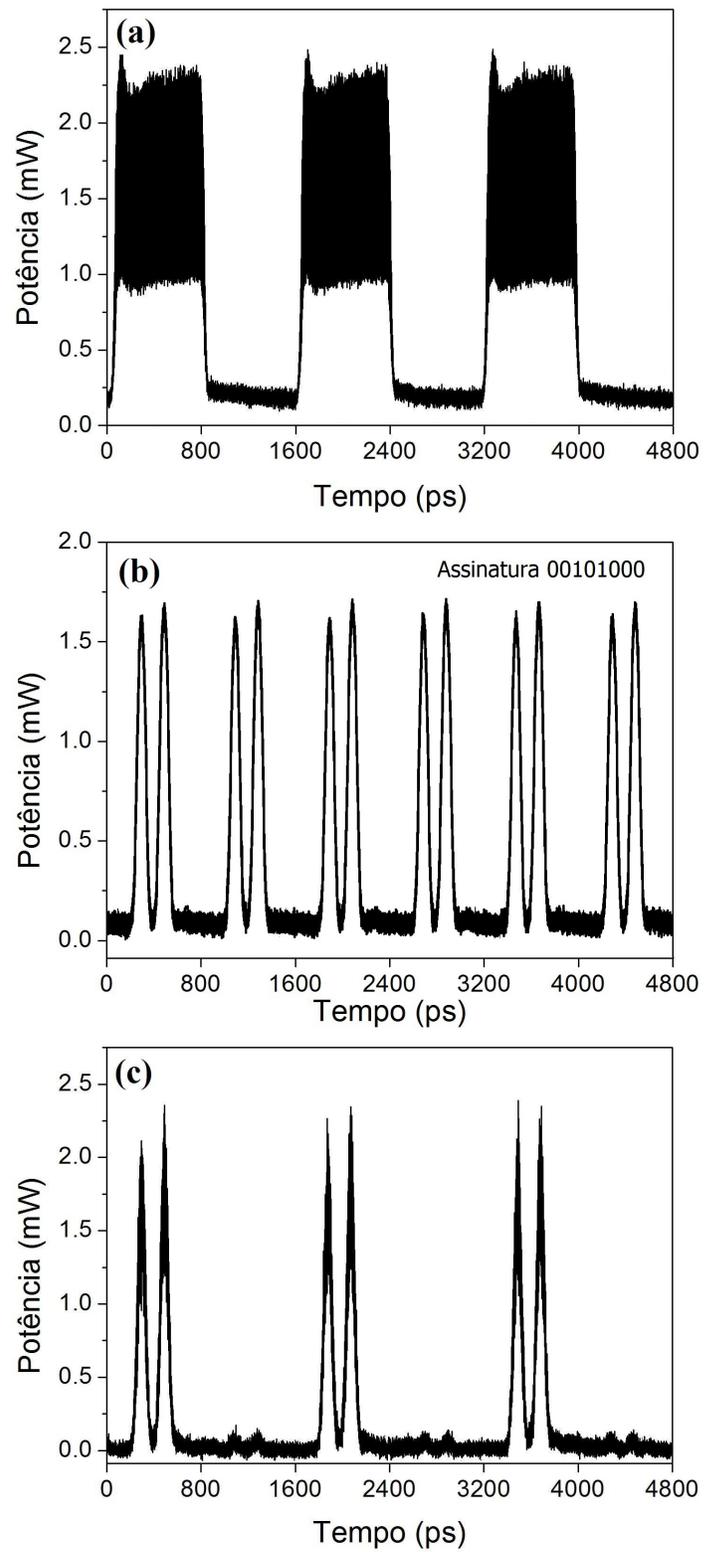
**Figura 5.15** - Espectros dos sinais: (a) sinal OOK, (b) sinal OOC, (c) sinais de entrada da fibra DSF, (d) sinais de saída da fibra DSF gerados pelo processo FWM e (e) sinal OCDMA.

### 5.2.5 Validação experimental do conversor de sinais OOK-OCDMA proposto

As Figuras 5.16 e 5.17 (a), (b) e (c) mostram a forma de onda do sinal ruidoso de entrada OOK, do fluxo de bits da sequência de assinatura do código OOC e do sinal OCDMA, respectivamente. No sinal OOK (a) foi transmitido uma sequência de bits "0" e "1" a uma taxa ( $B_b$ ) de 1244,16 Mbps, o que corresponde a um pulso de duração ( $T_B$ ) de 0,8038 ns. Já no sinal OOC, o cliente foi representado pela assinatura 00101000 de peso ( $w$ ) 2 e comprimento ( $L_{ooc}$ ) 8, a uma taxa de transmissão dos *chips* ( $B_c$ ) de 9953,28 Mchips/s com período do *chip* ( $T_c$ ) de 0,10047 ns. No sinal convertido OCDMA, os dados do sinal OOK transmitidos por cada bit "1" de informação são codificados de acordo com a sequência de assinatura do sinal OOC. Quando o bit "0" foi transmitido, nenhuma informação foi adicionada, ou seja, quando o bit "0" de informação foi enviado não se produziram pulsos ópticos. Dessa forma, foi possível comprovar experimentalmente que o dispositivo proposto neste trabalho funciona corretamente.



**Figura 5.16** - Formas de onda: (a) sinal de entrada, (b) sinal OOC, (c) sinal OCDMA

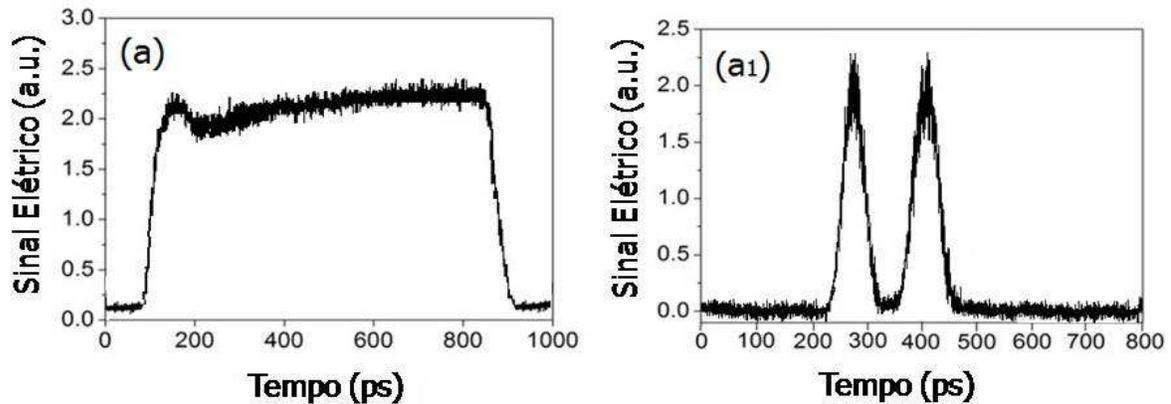


**Figura 5.17** - Formas de onda: (a) sinal de entrada, (b) sinal OCDMA, (c) sinal convertido

### 5.2.6 Desempenho do conversor OOK-OCDMA como regenerador

Esta seção analisa experimentalmente o desempenho do conversor OOK-OCDMA como um regenerador totalmente óptico. O método utilizado para analisar o desempenho do regenerador foi o mesmo descrito na seção 5.1.1.5, comparando o fator Q do sinal OCDMA ( $Q_{out}$ ) com o fator Q do sinal OOK ( $Q_{in}$ ) intencionalmente degradado.

A Figura 5.18 (a) e (a<sub>1</sub>) mostra, respectivamente, o digrama de olho do sinal OOK e OCDMA sem a degradação imposta pelo ruído ASE. Este diagramas de olho foram obtidos, respectivamente, após o amplificador EDFA<sub>1</sub> e o filtro OBPF 4 apresentados no esquemático da figura 5.7.



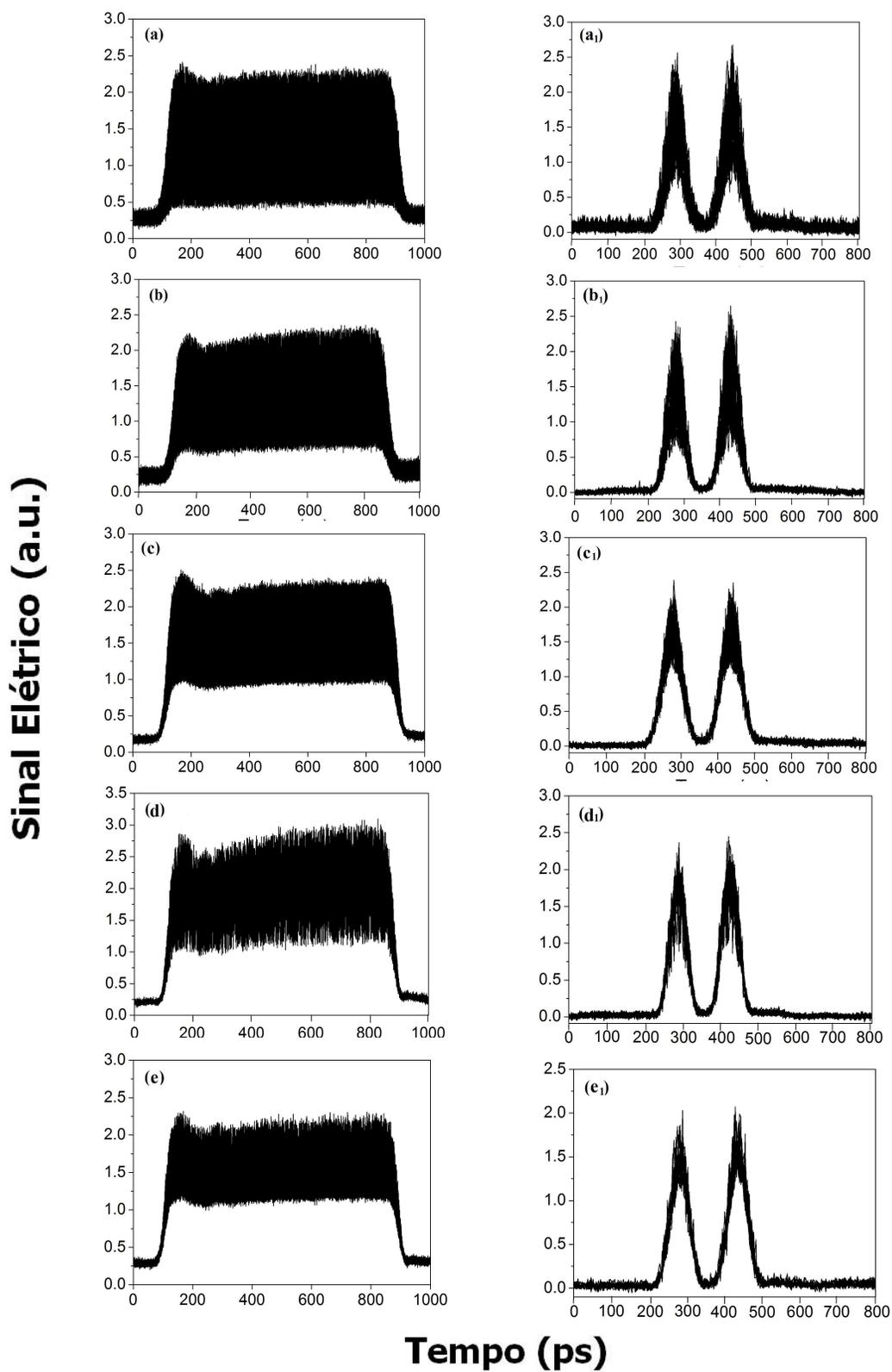
**Figura 5.18** - Diagrama de olho experimental sem a degradação imposta pelo ruído ASE: (a) Diagrama de olho do sinal OOK e (a<sub>1</sub>) Diagrama de olho do sinal OCDMA

A Figura 5.19 (a), (b), (c), (d) e (e) mostra os diagramas de olho do sinal de transmissão OOK, considerando diferentes intensidades de ruído e a Figura 5.19 (a<sub>1</sub>), (b<sub>1</sub>), (c<sub>1</sub>), (d<sub>1</sub>) e (e<sub>1</sub>) apresenta os respectivos diagramas de olho do sinal OCDMA convertido. A potência nos amplificadores EDFA<sub>2</sub> e EDFA<sub>3</sub> mostrados na Figura 5.7 foi variada para obter os diferentes níveis de ruído, apresentados na Figura 5.19 (a), (b), (c), (d) e (e). Enquanto isto, a Tabela 5.8 mostra a relação entre o  $Q_{in}$  e  $Q_{out}$ , bem como a correspondente BER dos diagramas de olho apresentados na Figura 5.17. A Tabela 5.8 também apresenta a potência de regeneração ( $P_{reg}$ ) do sinal OCDMA. A potência regenerada ( $P_{reg}$ ) no sinal OCDMA teve um ganho entre 1,2 e 1,46 dB em relação potência do sinal OOK. Pode-se concluir que o dispositivo investigado é também um dispositi-

tivo adequado para trabalhar como um regenerador totalmente óptico. Os cálculos do fator Q apresentados na Tabela 5.8 são demonstrados detalhadamente no Apêndice B.

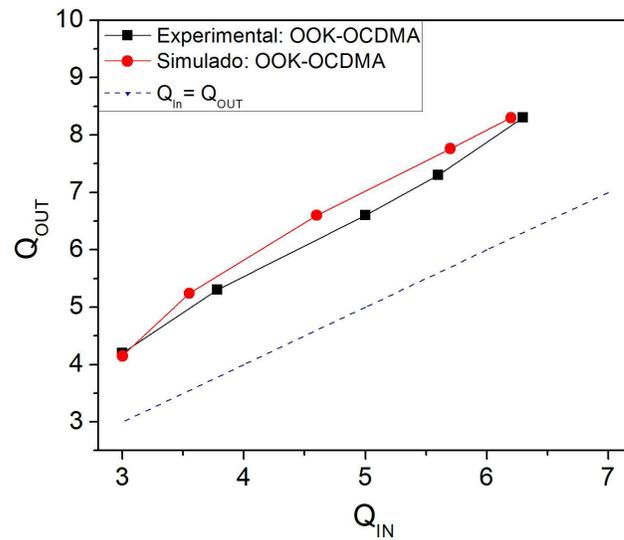
**Tabela 5.8-** Relação entre o  $Q_{in}$  e  $Q_{out}$  dos resultados experimentais do conversor e regenerador OOK-OCDMA bem como a correspondente BER para OSNR considerada.

<b>Figura 5.17</b>	<b><math>Q_{in}</math></b>	<b><math>Q_{out}</math></b>	<b><math>P_{reg}</math> (dB)</b>	<b><math>BER_{In}</math></b>	<b><math>BER_{out}</math></b>
(a) (a <sub>1</sub> )	3,0	4,2	1,46	$1,35 \times 10^{-3}$	$1,335 \times 10^{-5}$
(b) (b <sub>1</sub> )	3,79	5,3	1,45	$8,16 \times 10^{-5}$	$5,79 \times 10^{-8}$
(c) (c <sub>1</sub> )	5	6,6	1,2	$2,867 \times 10^{-7}$	$2,056 \times 10^{-11}$
(d) (d <sub>1</sub> )	5,6	7,33	1,22	$1,072 \times 10^{-8}$	$1,151 \times 10^{-13}$
(e) (e <sub>1</sub> )	6,3	8,4	1,25	$1,488 \times 10^{-10}$	$2,232 \times 10^{-17}$



**Figura 5.19** - Diagrama de olho do sinal de entrada OOK (a), (b), (c), (d), (e) e os correspondentes diagramas de olho do sinal OCDMA codificado de saída (a<sub>1</sub>), (b<sub>1</sub>), (c<sub>1</sub>), (d<sub>1</sub>) e (e<sub>1</sub>), respectivamente.

A Figura 5.20 mostra o fator  $Q$  do sinal convertido OCDMA ( $Q_{out}$ ) como uma função do Fator  $Q$  do sinal de entrada ( $Q_{in}$ ). São apresentadas as curvas que correspondem aos dados simulados e experimentais apresentados, respectivamente nas Tabelas 5.4 e 5.8. Também pode ser observado uma curva controle, sendo  $Q_{in} = Q_{out}$ . Observa-se que todos os dados estão acima da linha pontilhada onde  $Q_{in} = Q_{out}$ . Por conseguinte, ocorreu a regeneração do sinal para todas as intensidades de ruído consideradas no sinal de entrada. Quando comparados os resultados simulados e experimentais, observa-se que as curvas são muito próximas.



**Figura 5.20** -  $Q_{out}$  versus  $Q_{in}$  mostrando o desempenho do regenerador óptico 2R.

## 6 CONVERSÃO E REGENERAÇÃO TOTALMENTE ÓPTICA DE SINAIS DPSK-DB-OCDMA

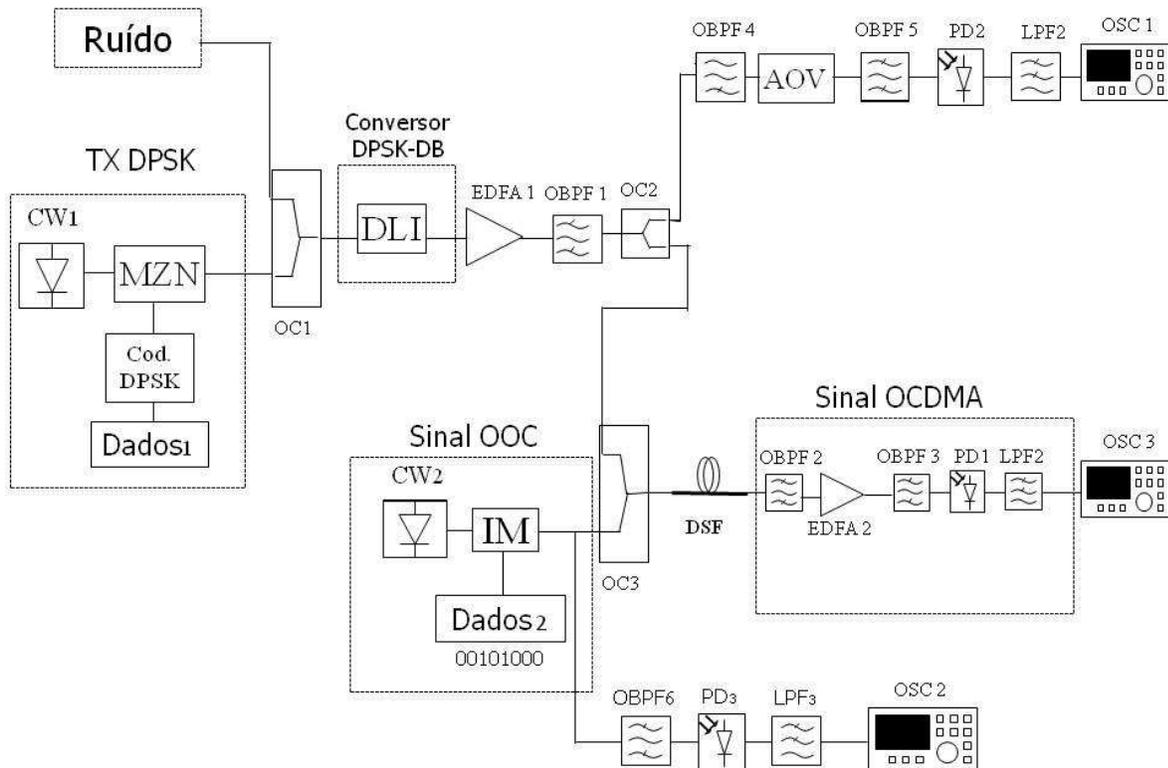
Neste capítulo é proposta e analisada uma técnica totalmente óptica de conversão e regeneração dos sinais DPSK-DB-OCDMA a partir do processo de mistura de quatro ondas. O propósito desta técnica é realizar uma conexão totalmente óptica entre a rede MAN e a rede de acesso. Especificamente, o dispositivo converte e regenera o sinal DPSK transmitido na rede MAN para o sinal OCDMA não coerente na rede de acesso. Nas Seções 6.1, 6.2, 6.3 e 6.4 é demonstrado e analisado o diagrama de blocos do conversor DPSK-DB-OCDMA proposto, os parâmetros de simulação, a validação e o desempenho do conversor proposto como um regenerador, respectivamente.

Devido a limitações de equipamentos, não foi possível analisar e validar experimentalmente o dispositivo proposto. As simulações foram realizadas no simulador *VPItransmissionMaker 8.5* e os gráficos foram traçados por meio do software Origin 8.5. As características do computador utilizado para realizar as simulações são as mesma apresentadas na Seção 5.1.

### 6.1 DIAGRAMA DE BLOCOS DO CONVERSOR DPSK-DB-OCDMA

A Figura 6.1 ilustra o diagrama de blocos do conversor totalmente óptico dos sinais DPSK-DB-OCDMA. O bloco "TX DPSK" representa o sinal da rede MAN modulado no formato DPSK. Este bloco é composto por um laser de onda contínua ( $cw_1$ ) modulado em fase por um modulador Mach-Zehnder (MZN) e codificado diferencialmente por uma PRBS. O acoplador  $OC_1$  acopla um ruído AWG no sinal DPSK, com o objetivo de degradar a OSNR do sinal, simulando um sinal ruidoso que viajou pela rede MAN passando por uma cascata de amplificadores ópticos. Na saída do acoplador  $OC_1$  é introduzido um interferômetro de atraso de linha (DLI, *Delay Line Interferometer*) com uma linha de atraso de um bit ( $1/B_b$ ). A porta de saída construtiva do DLI converte o sinal DPSK em um sinal duobinário (DB). Na saída da porta construtiva do DLI, o sinal DB ( $f_{DB}$ ) é amplificado e filtrado pelo EDFA<sub>1</sub> e OBPF<sub>1</sub> respectivamente. O segundo sinal é representado pelo bloco "Sinal OOC". Este bloco é composto por um laser de onda contí-

nua ( $cw_2$ ) modulado em amplitude (IM) por um fluxo contínuo de bits, formado por uma sequência de assinatura pré-definida de um código OOC ( $Dados_2$ ). O sinal DB e o sinal OOC são acoplados pelo acoplador  $OC_2$  e transmitido pela fibra DSF. De acordo com a Equação (4.5), o filtro  $OBPF_2$  irá filtrar o sinal conjugado na frequência  $f_{OCDMA}$  gerada no processo da FWM. Este sinal conjugado é o sinal OCDMA ( $f_{OCDMA}$ ), ou seja, o sinal DB codificado com o código óptico ortogonal gerado pelo sinal OOC. Tendo como objetivo obter a mesma potência de saída em ambos os sinais, um atenuador (AOV) e um amplificador (EDFA<sub>2</sub>) são utilizados no sinal DB e OCDMA respectivamente. Estes mesmos sinais são fotodetectados e filtrados por um filtro passa baixa (LPF, *Low Pass Filter*) antes de serem analisados no osciloscópio (OSC).



**Figura 6.1** - Esquemático do conversor DPSK-DB-OCDMA

## 6.2 PARÂMETROS DE SIMULAÇÃO

Os parâmetros dos sinais DPSK e DB são apresentados na Tabela 6.1 e correspondem aos mesmos valores dos parâmetros do sinal OOK ilustrados na Tabela 5.1. Os parâmetros dos sinais OOC e OCDMA e da fibra DSF são os mesmo apresentados nas Tabelas 5.2, 5.3 e 4.1, respectivamente. Os valores de  $f_{DPSK}$ ,  $f_{DB}$ ,  $f_{ooc}$ ,  $f_{OCDMA}$ ,  $P_{DB}$  e  $P_{ooc}$  foram escolhidos de acordo com a curva de regeneração do sinal apresentada na Figura 4.4.

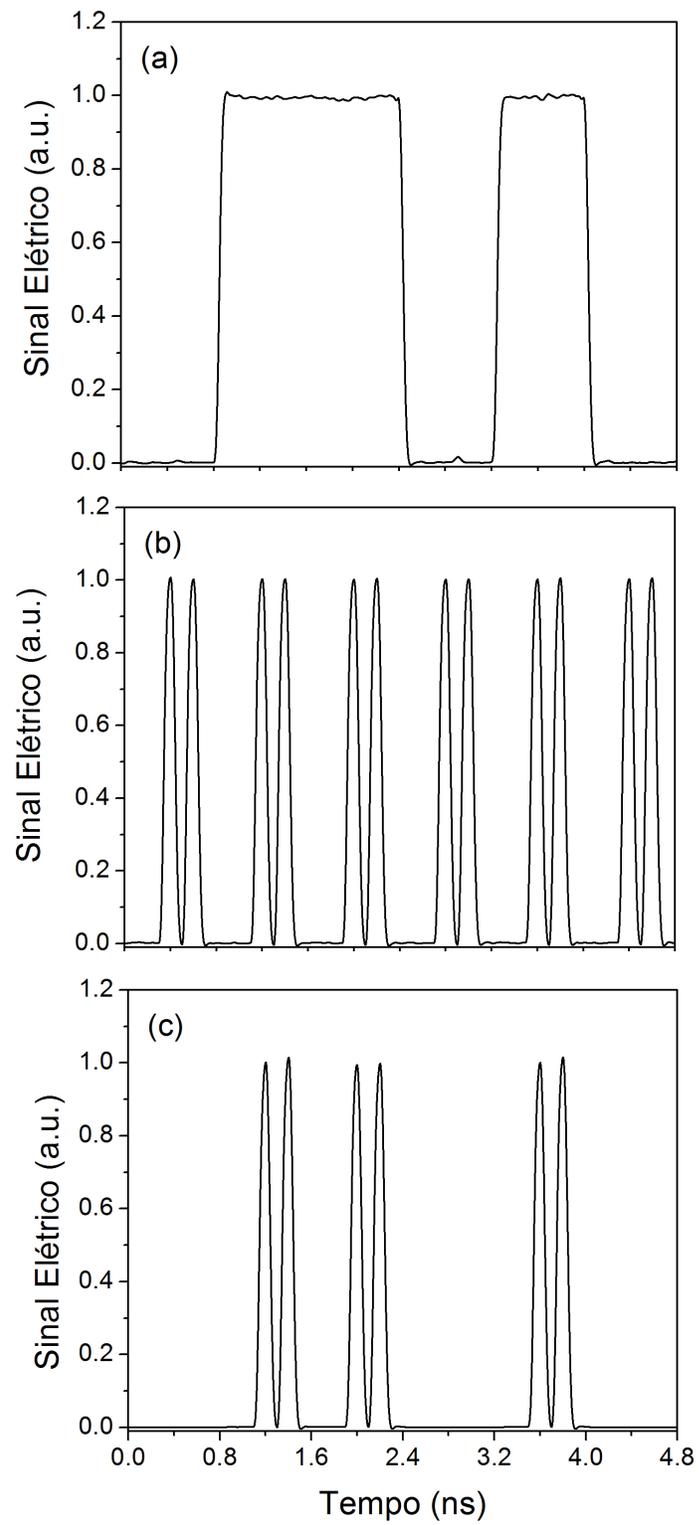
**Tabela 6.1-** Parâmetros dos sinais DPSK e DB

Parâmetro	Símbolo	Valor
Frequência do sinal DPSK, DB	$f_{DPSK}, f_{DB}$	193,47 (THz)
Potência de pico do sinal DB de entrada na fibra DSF	$P_{DB}$	70 (mW)
Sequência de bits	PRBS	2048 amostras
Taxa de transmissão dos bits	$B_b$	1,25 Gbps
Período do bit	$T_B$	0,8 ns

## 6.3 VALIDAÇÃO DO CONVERSOR DE SINAIS DPSK-DB-OCDMA

A Figura 6.2 (a) (b) e (c) mostra as formas de onda do sinal DB, OOC e OCDMA, respectivamente. Estas formas de onda foram medidas nos osciloscópios OSC<sub>1</sub>, OSC<sub>2</sub> e OSC<sub>3</sub> apresentados na Figura 6.1.

Com o intuito de avaliar a conversão do sinal DPSK no sinal DB, foi gerada uma sequência de bits pré-definida de 011010 no gerador de dados do sinal DPSK a uma taxa de transmissão de bits ( $B_b$ ) de 1,25 Gbps o que corresponde a um pulso de duração ( $T_B$ ) de 0,8 ns. A Figura 6.2 (a) mostra o sinal DPSK convertido para DB. Observa-se que a mesma sequência de bits introduzida no gerador de dados do sinal DPSK foi obtida no sinal DB depois do DLI, comprovando assim a conversão dos sinais DPSK-DB. No sinal OOC (b) foi transmitido um fluxo de bits contínuo com a sequência de assinatura 00101000 de peso 2 e comprimento 8, a uma taxa de transmissão dos chips ( $B_c$ ) de 10 Gchips/s e período do chip ( $T_c$ ) de 0,1 ns.



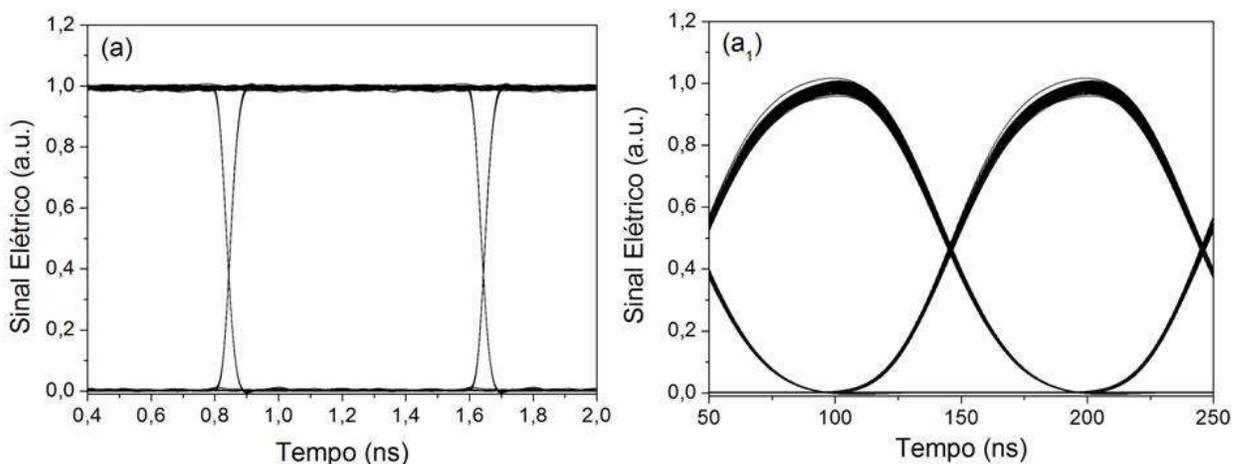
**Figura 6.2** - Formas de onda: (a) sinal DB, (b) fluxo periódico de um código OOC com sequência de assinatura 0010100, (c) sinal OCDMA.

Observa-se que no sinal OCDMA (c) os dados do sinal DB transmitidos por cada bit "1" de informação foram codificado de acordo com a sequência de assinatura gerada no sinal OOC (b). Quando o bit 0 foi transmitido, nenhuma informação foi adicionada, ou seja, não se produziu pulsos ópticos quando o bit "0" de informação foi enviado. Perante estes resultados, foi possível comprovar que o conversor DPSK-DB-OCDMA funciona corretamente.

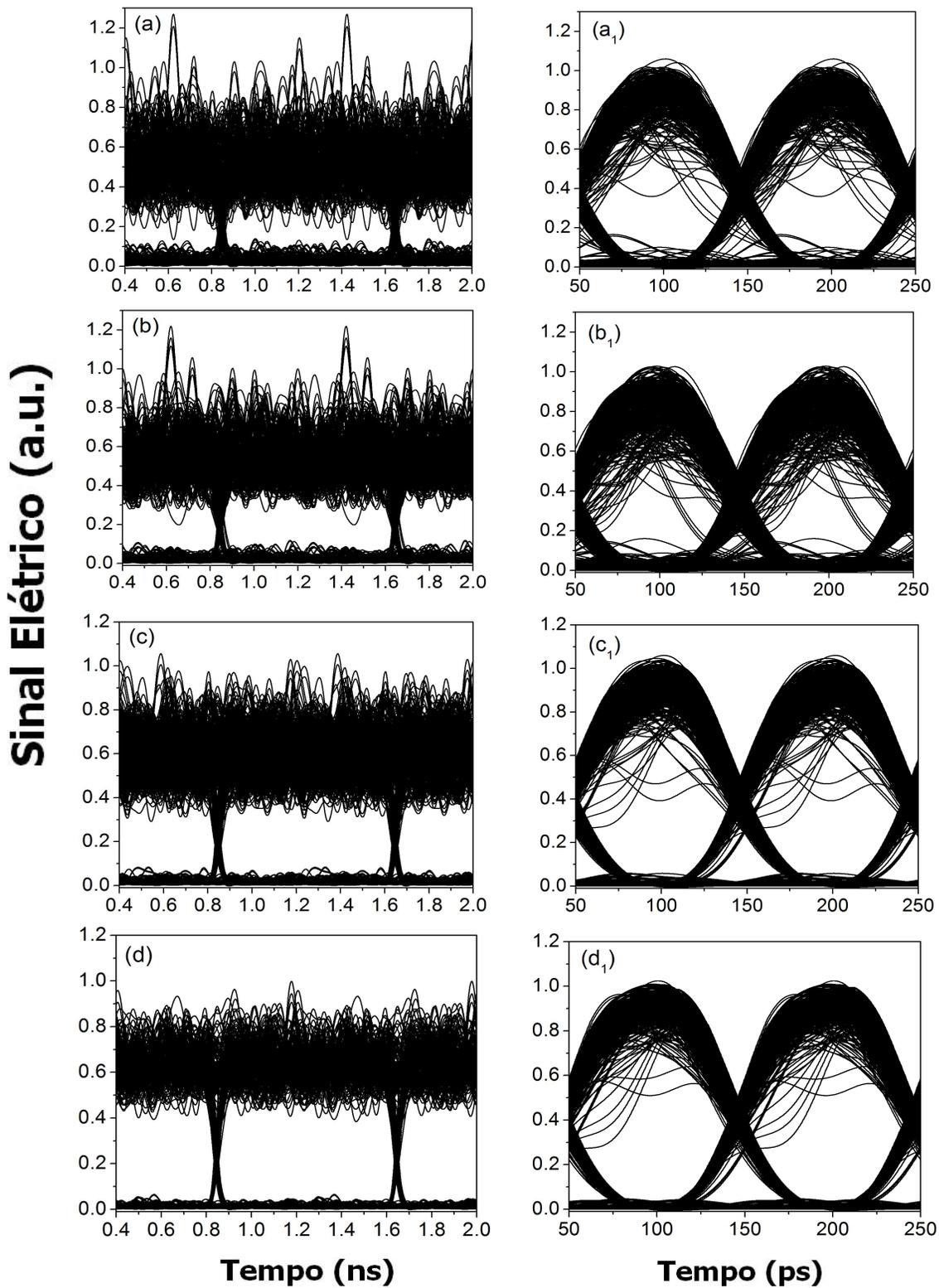
#### 6.4 DESEMPENHO DO CONVERSOR DPSK-DB-OCDMA COMO REGENERADOR

Esta seção analisa desempenho do conversor DPSK-DB-OCDMA como um regenerador de sinais totalmente óptico. O método utilizado para analisar o desempenho do conversor como um regenerador foi descrito na Seção 4.3.2 e utilizado nos cálculos da Seção 5.1.1.5, comparando o fator Q do sinal OCDMA ( $Q_{out}$ ) com o fator Q do sinal DB ( $Q_{in}$ ), intencionalmente degradado. Os parâmetros dos sinais DB, OOC e OCDMA considerados nas simulações são os mesmos descritos nas Tabelas 6.1, 5.2 e 5.3, respectivamente.

A Figura 6.3 (a) e (a<sub>1</sub>) mostra, respectivamente, o diagrama de olho do sinal OOK e OCDMA sem a degradação imposta pelo ruído ASE. Este diagramas de olho foram obtidos, respectivamente, no OSC 1 e OSC 2 apresentados no esquemático da figura 6.1. A Figura 6.4 (a), (b), (c) e (d) apresenta os diagramas olho do sinal de entrada DB considerando diferentes intensidades de ruído e os respectivos diagramas de olho do sinal convertido OCDMA são apresentados na Figura 6.4 (a<sub>1</sub>), (b<sub>1</sub>), (c<sub>1</sub>) e (d<sub>1</sub>).



**Figura 6.3** - Diagrama de olho experimental sem a degradação imposta pelo ruído ASE: (a) Diagrama de olho do sinal DB e (a<sub>1</sub>) Diagrama de olho do sinal OCDMA



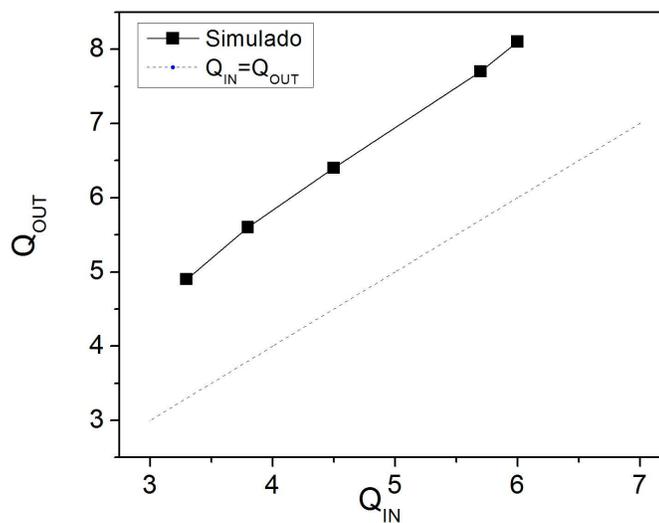
**Figura 6.4** - Diagrama de olho do sinal DB considerando diferentes intensidades de ruído (a), (b), (c), (d), (e) e os correspondentes diagramas de olho do sinal OCDMA codificado de saída (a<sub>1</sub>), (b<sub>1</sub>), (c<sub>1</sub>), (d<sub>1</sub>) e (e<sub>1</sub>).

A Tabela 6.2 mostra a relação entre o  $Q_{in}$  e  $Q_{out}$  e as correspondentes BER dos diagramas de olho apresentados na Figura 6.43. A Tabela 6.2 também apresenta a potência de regeneração ( $P_{reg}$ ) do sinal OCDMA. Os cálculos do fator  $Q$ ,  $P_{reg}$  e BER apresentados na Tabela 6.2 foram realizados utilizando as equações 4.14, 4.19 e 4.20, respectivamente, são demonstrados detalhadamente no Apêndice C.

**Tabela 6.2-** Relação entre o  $Q_{in}$  e  $Q_{out}$  do conversor e regenerador DPSK-DB-OCDMA e a correspondente BER para cada intensidade de ruído considerada

<b>Figura 6.3</b>	<b><math>Q_{in}</math></b>	<b><math>Q_{out}</math></b>	<b><math>P_{reg}</math></b>	<b><math>BER_{in}</math></b>	<b><math>BER_{out}</math></b>
(a) (a <sub>1</sub> )	3,3	4,8	1,62	$4,834 \times 10^{-4}$	$7,933 \times 10^{-7}$
(b) (b <sub>1</sub> )	3,8	5,6	1,68	$7,235 \times 10^{-5}$	$1,072 \times 10^{-8}$
(c) (c <sub>1</sub> )	4,5	6,4	1,53	$3,398 \times 10^{-6}$	$7,769 \times 10^{-11}$
(d) (d <sub>1</sub> )	6,1	8,2	1,33	$5,303 \times 10^{-10}$	$1,202 \times 10^{-16}$

A Figura 6.5 apresenta o gráfico do fator  $Q_{out}$  em função do fator  $Q_{in}$  referentes aos diagramas de olho apresentados na Figura 6.4. Todos os valores de  $Q_{out}$  estão acima da linha pontilhada, onde  $Q_{in} = Q_{out}$ . Portanto, ocorreu a regeneração do sinal para todas as OSNR consideradas no sinal DB. A potência regenerada ( $P_{reg}$ ) no sinal OCDMA teve um ganho entre 1,33 e 1,68 dB em relação potência do sinal OOK.



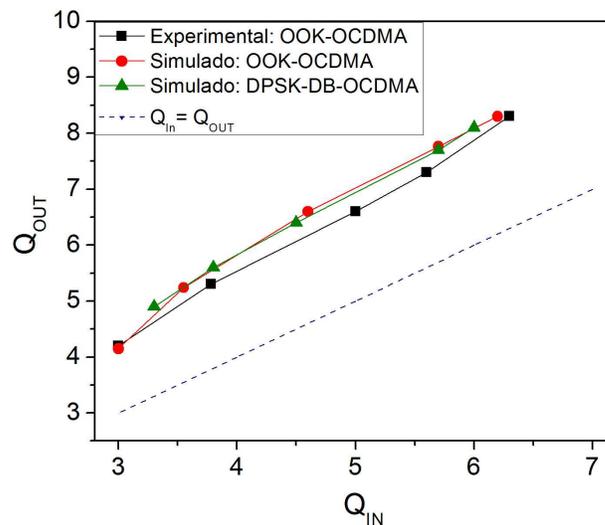
**Figura 6.5 -**  $Q_{out}$  versus  $Q_{in}$  do conversor e regenerados OOK-OCDMA e DPSK-DB-OCDMA

## 6.5 ANÁLISE COMPARATIVA ENTRE O DESEMPENHO DOS CONVERSORES DPSK-DB-OOK E OOK-OCDMA

A Figura 6.5 mostra o fator  $Q$  do sinal convertido OCDMA ( $Q_{out}$ ) como uma função do Fator  $Q$  do sinal de entrada ( $Q_{in}$ ). São apresentadas quatro curvas que correspondem aos dados do conversor OOK-OCDMA obtido nas simulações computacionais e experimental, os dados conversor DPSK-DB-OCDMA e uma curva controle onde  $Q_{in} = Q_{out}$ . Os valores de  $Q_{in}$  e  $Q_{out}$  destas curva são os mesmos apresentados nas Tabelas 5.4, 5.8 e 6.2, respectivamente.

Quando, quando comparados o ganho do fator  $Q_{out}$  em relação ao fator  $Q_{in}$  das simulações computacionais do conversor OOK-OCDM com o conversor DPSK-DB-OCDMA observa-se que as curvas praticamente se sobrepõem. Este resultado era esperado, uma vez que as condições de simulação eram as mesmas.

Quando comparado os resultados do conversor OOK-OCDMA simulado e experimental, observa-se que as curvas são muito próximas.



**Figura 6.6** -  $Q_{out}$  versus  $Q_{in}$  do conversor e regenerados OOK-OCDMA e DPSK-DB-OCDMA

## 7 REDE HÍBRIDA DE MULTIPLEXAÇÃO POR DIVISÃO DE COMPRIMENTOS DE ONDA E MULTIPLEXAÇÃO POR DIVISÃO DE CÓDIGOS ÓPTICOS

A aplicação das técnicas de conversão e regeneração totalmente ópticas deu origem ao estudo da tecnologia híbrida de multiplexação por divisão de comprimentos de onda e códigos ópticos (WDM/OCDM) na camada de transporte de uma rede TON. Neste capítulo, além de analisar o desempenho da tecnologia WDM/OCDM na camada de transporte de uma rede TON, também são propostas heurísticas de atribuição de códigos ópticos e comprimentos de onda e arquiteturas de conversão de códigos ópticos e comprimentos de onda. O desempenho da tecnologia híbrida WDM/OCDM e as propostas descritas anteriormente foram analisadas em uma rede de rajadas ópticas (OBS, *Optical Burst Switching*).

A Seção 7.1 descreve uma rede OBS e a Seção 7.2 apresenta o simulador OBS e o cenário de simulação considerado para obtenção dos resultados. As características do sistema híbrido WDM/OCDM são descritas na Seção 7.3 e as principais contribuições são apresentadas nas Seções 7.4 e 7.5. Na Seção 7.4 são propostos e implementamos algoritmos de atribuição de códigos ópticos e comprimentos de ondas (RWCA, *Routing and Wavelength/Code Assignment*) para o sistema híbrido WDM/OCDM e é analisado o desempenho da rede híbrida. Na Seção 7.5 são propostos e analisados o desempenho de arquiteturas de conversão de códigos ópticos e comprimento de onda.

A técnica da FWM descrita no capítulo 4 e utilizada para a conversão e regeneração totalmente óptica de sinais OOK-OCDMA e DPSK-DB-OCDMA por ser aplicada para conversão transparente de comprimentos de onda nas arquiteturas de conversão propostas nesta tese.

### 7.1 REDES ÓPTICAS COMUTADAS POR RAJADAS

As redes OBS surgiram como uma alternativa intermediária às técnicas de comutação de circuitos e comutação de pacotes. Embora utilizem uma alocação dinâmica de recursos similar às redes de comutação de pacotes, as redes OBS podem ser implementadas sem a necessidade de armazenadores ópticos ou fibras de atraso. Portanto, as redes OBS surgem como uma alternativa

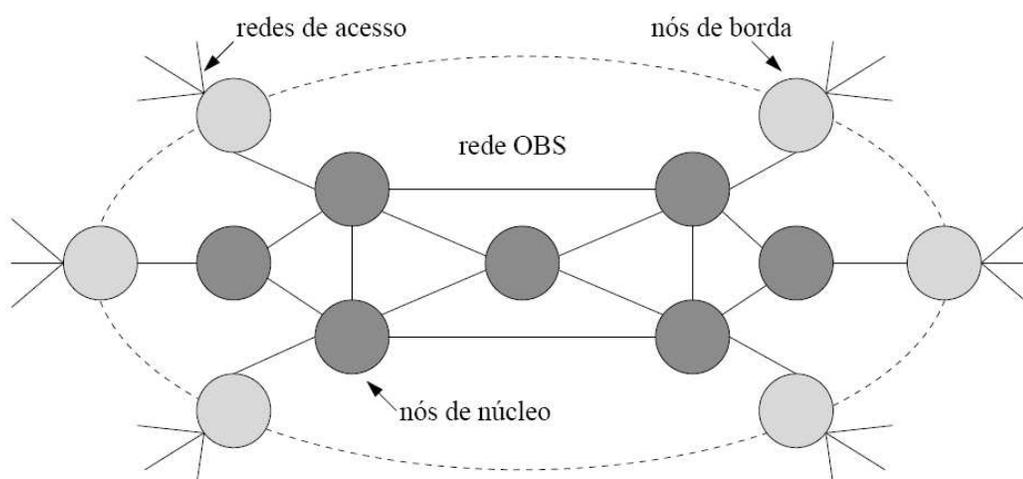
viável de implementação, ao contrário das redes com comutação de pacotes, e ao mesmo tempo, utilizam os recursos de maneira mais eficiente frente às redes com comutação de circuitos [92].

Nas redes OBS com tecnologia híbrida WDM/OCDM o plano de controle é separado do plano de dados. As mensagens de controle geralmente não disputam os mesmos recursos que os dados trafegados. Tipicamente, os enlaces da topologia são bi-direcionais e possuem  $(W+1 \times OOC)$  comprimentos de ondas ( $W$ ) e códigos ópticos ( $OC$ ) em cada sentido. Sendo  $W \times OC$  o número recursos destinados ao plano de dados e 1 comprimento de onda destinado ao plano de controle [93][94].

Cada nó comutador é constituído por uma unidade de processamento e uma matriz de comutação. A unidade de processamento é utilizada apenas pelo plano de controle, enquanto a matriz de comutação é utilizada apenas pelo plano de dados. A unidade de processamento é interligada à matriz de comutação e é responsável pela sua configuração.

Em uma arquitetura de rede OBS existem dois tipos de nós: Nó de borda e nó de núcleo [93]. Os nós de borda são sempre origem ou destino de uma comunicação, e os nós de núcleo são intermediários. Cada tipo de nó possui uma função diferente à cumprir. Os nós de borda são responsáveis por agregar o tráfego de diferentes redes de acesso. Os dados coletados são agrupados e organizados em filas distintas de acordo com a estratégia utilizada. Um nó de borda necessita de uma estratégia responsável pela montagem de suas rajadas. Esta estratégia deve definir quando uma rajada deve ser criada e qual deverá ser o seu tamanho. Além de construir rajadas, o nó de borda deve ser capaz de desmontar rajadas. Os dados provenientes das rajadas desmontadas são enviados às redes de acesso.

Os nós de borda também são responsáveis pela escolha de um comprimento de onda e uma rota para cada comunicação. Os nós de núcleo da rede OBS são responsáveis pelo encaminhamento de rajadas, pela leitura, interpretação, repasse de mensagens de controle e por estratégias de contenção. Estratégias para resolução de contenda são úteis para tentar evitar que rajadas que disputam o mesmo recurso no mesmo instante de tempo sejam bloqueadas. A Figura 7.1 ilustra a arquitetura de uma rede OBS.



**Figura 7.1** - Arquitetura de uma rede OBS.

Nas redes OBS existem dois tipos de unidade de transmissão: rajadas ópticas pelo plano de dados e mensagens de controle pelo plano de controle. Cada rajada é constituída por múltiplos pacotes. No processo de comunicação das redes OBS, antes de cada rajada óptica ser enviada, deverá ser enviada uma mensagem de controle [93]. A função básica da mensagem de controle é reservar os recursos necessários para garantir que a rajada óptica seja encaminhada corretamente ao destino. Caso a mensagem de controle não consiga reservar os recursos necessários, a rajada será bloqueada.

A rajada óptica é sempre enviada após a mensagem de controle. O intervalo de tempo entre o envio da mensagem de controle e a rajada é denominado tempo de *offset* [93][94]. Após o envio da mensagem de controle, o nó de origem irá esperar o tempo correspondente ao tempo de *offset* e enviará a rajada óptica sem a necessidade de confirmação se há recurso disponível até o destino ou se os comutadores já estão configurados e à sua espera.

### 7.1.1 Alocação de Recursos

A definição de um recurso disponível neste trabalho equivale a um comprimento de onda e um código óptico livre para uma rajada ser transmitida. Um recurso pode ser considerado indisponível em dois casos distintos. Se um comprimento de onda e um código óptico estiverem re-

servados para serem utilizados no futuro, o recurso é considerado ocupado de forma não efetiva. No entanto, se um comprimento de onda e um código óptico estiver transportando os dados, o recurso é considerado ocupado de forma efetiva.

Nas redes OBS, as mensagens de controle são responsáveis por informar aos nós comutadores da rede que um recurso deve ser reservado para uma rajada que está por vir. Porém, existem diversas estratégias que podem ser implementadas para a reserva de recursos. Estas estratégias são abordadas pelos protocolos de sinalização das redes OBS [93][95][96]. Dentre os protocolos de sinalização existentes para as redes OBS, o JIT (*Just In Time*) e o JET (*Just Enough Time*) são os mais citados na literatura[93][95][96]. Neste trabalho foi utilizado o protocolo de sinalização JIT, e detalhes deste protocolo são apresentados a seguir.

### **7.1.2 Protocolos de sinalização JIT**

O protocolo JIT trabalha com alocação explícita e liberação implícita. Na alocação explícita com liberação implícita a mensagem de controle que realiza a solicitação de reserva de recurso deve conter o tamanho da rajada que será enviada e o tempo de *offset* [97]. O nó de núcleo, ao receber a mensagem e em posse destes dados, consegue prever o exato instante do fim da rajada. Com isto, o nó de núcleo não precisa esperar por uma mensagem do plano de controle com o pedido de liberação de recurso. O próprio nó é capaz de prever o tempo correto para liberar o recurso. Neste caso, apenas um bit não é o suficiente para controlar o estado de um comprimento de onda e código óptico. Cada comprimento de onda precisa de um temporizador que defina a duração em que o recurso ficará ocupado. A Figura 7.2 apresenta o esquema de funcionamento do protocolo de sinalização JIT.

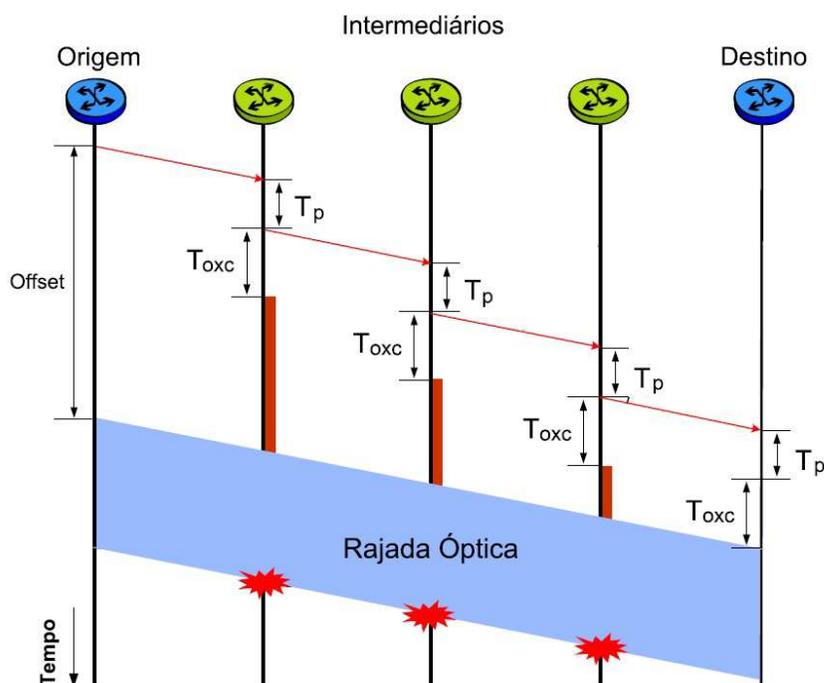


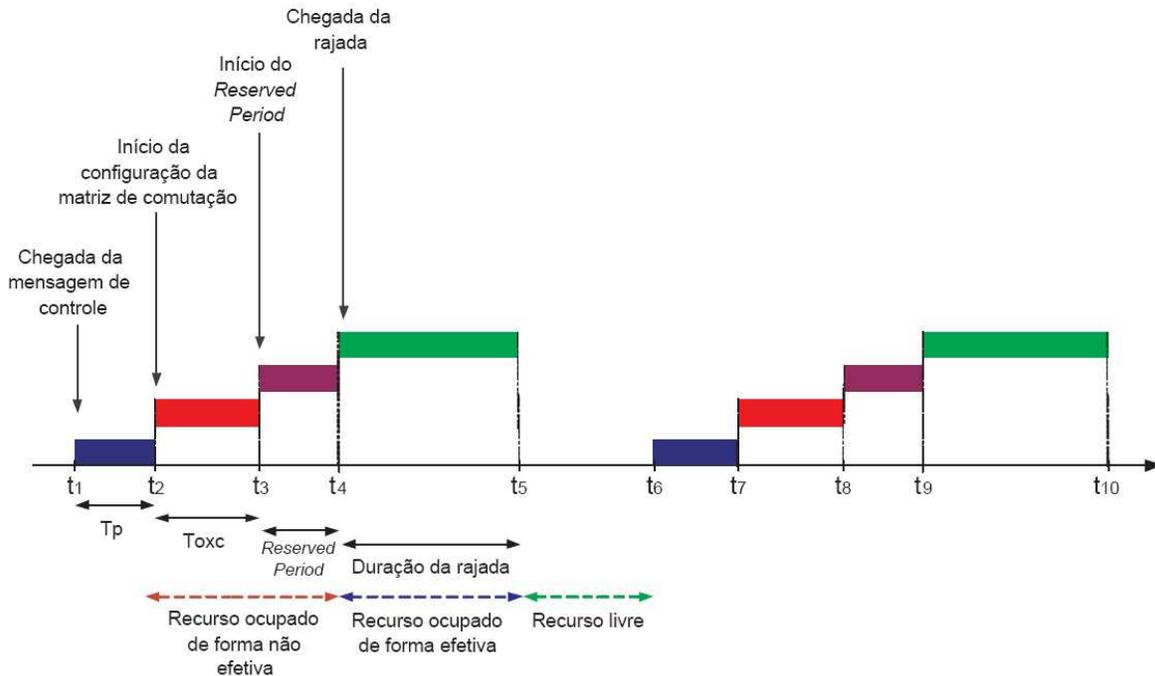
Figura 7.2 - Protocolo de sinalização JIT.

No momento em que surge uma requisição de envio de rajada, o nó origem cria uma mensagem de controle com o pedido de reserva de recursos. A mensagem é enviada pelo plano de controle pela mesma rota que a rajada será enviada. A rota é definida pelo algoritmo de roteamento implementado. O primeiro nó da rota, ao receber a mensagem de controle, gasta um tempo  $T_p$  para ler a mensagem e reservar um comprimento de onda para o encaminhamento da rajada. Após a leitura, o nó envia a mensagem de controle ao próximo nó pelo plano de controle. Este processo se repete até que o nó destino receba a mensagem de controle com o pedido de reserva de recursos [95][97].

O nó em posse das informações do pedido de reserva de recursos para a rajada que está por vir, gasta um tempo  $T_{oxc}$  para configurar sua matriz de comutação para o encaminhamento da rajada. Este processo se repete ao longo da rota até que o nó destino configure a sua matriz de comutação. Embora o nó destino não encaminhe o tráfego a nenhum outro nó da rede OBS, é preciso utilizar a matriz de comutação para encaminhar o tráfego para uma outra rede.

O nó origem, após esperar o tempo correspondente ao tempo de *offset*, envia a rajada óptica. Como pode ser observado na Figura 7.2 a medida que a rajada óptica chega aos nós da rota, todos eles estão com recursos reservados.

A Figura 7.3 apresenta um comparativo entre o tempo gasto com recursos ocupados de forma efetiva e não efetiva para um nó de núcleo de uma rede OBS com o protocolo JIT.



**Figura 7.3** - Ocupação de recursos - JIT.

Em  $t_1$  uma mensagem de controle chega ao comutador com o pedido de reserva de recursos para uma rajada. Em  $t_2$  o comutador finaliza a leitura da mensagem de controle e inicia a configuração da matriz de comutação para encaminhar corretamente a rajada óptica que está por vir. O intervalo entre  $t_3$  e  $t_4$  corresponde ao tempo em que um comutador fica a espera de uma rajada óptica depois de ter a sua matriz de comutação configurada. Denominamos este tempo de *Reserved Period*. O intervalo de tempo gasto com o *Reserved Period* varia de acordo com a posição do nó de núcleo na rota da comunicação. Quanto mais próximo o nó estiver do destino, menor será o *Reserved Period*. O intervalo entre  $t_4$  e  $t_5$  é o tempo em que a rajada está sendo encaminhada. A partir de  $t_5$  o recurso é liberado.

Com ilustrado na Figura 7.3, o recurso é considerado ocupado durante o intervalo de  $t_2$  a  $t_5$ . É importante observar que dentre o período de  $t_1$  a  $t_5$  a rajada utiliza de fato apenas o recurso entre o intervalo de  $t_4$  a  $t_5$ . Sendo assim, o intervalo entre  $t_1$  e  $t_4$  é ocupado de forma não efetiva enquanto que o intervalo de  $t_4$  a  $t_5$  é ocupado de forma efetiva.

Caso uma segunda mensagem de controle chegue após  $t_2$  com o pedido de reserva do mesmo recurso, esta mensagem terá o seu pedido rejeitado e consequentemente a rajada será bloqueada. Uma nova mensagem de controle com o mesmo pedido de reserva de recursos será atendida apenas após o tempo  $t_5$ .

### 7.1.3 Dimensionamento do tempo de *offset*

O dimensionamento do tempo de *offset* é um fator crítico no dimensionamento de redes OBS. Caso um tempo de *offset* seja dimensionado de forma incorreta, existe o risco de uma rajada ser descartada por algum nó da rota mesmo que haja recurso disponível [93]. É importante ressaltar que uma rajada é apenas encaminhada por um nó comutador se este souber da sua existência. O nó comutador não interpreta nenhuma informação que é transportada no plano de dados. Para o comutador estar preparado para o encaminhamento de alguma rajada, ele precisa ter processado uma mensagem de controle enviada pelo plano de controle e ter configurado sua matriz de comutação.

O tempo de *offset* deve ser dimensionado individualmente para cada par de nós origem e destino de uma comunicação. Para o correto dimensionamento, o nó origem deve saber precisamente quantos e quais nós a rajada percorrerá até o destino. Além disso, também é necessário saber o tempo de processamento de uma rajada ( $T_p$ ) e o tempo de configuração da matriz de comutação ( $T_{oxc}$ ) [93]. Na maioria dos estudos de redes OBS assume-se que estes parâmetros são idênticos para todos os nós intermediários da rede. Este trabalho também assume esta hipótese. A partir da equação (7.1) é possível dimensionar o valor mínimo do *offset* para cada par origem destino.

$$T_{offset}(x) = (k - 1) T_p(x) + T_{oxc} \quad (7.1)$$

em que  $x$  representa a rota que interliga um par origem e destino da topologia da rede e  $k$  representa o número de nós da rota.

## 7.2 SIMULADOR OBS COM TECNOLOGIA HÍBRIDA WDM/OCDM

Os algoritmos do simulador OBS com a tecnologia híbrida WDM/OCDM foram implementados no simulador OB2S (*OBS Simulator*) proposto em [94]. O desenvolvimento ocorreu sob o ambiente JAVA. A linguagem de programação JAVA permite a programação orientada a objeto e é multiplataforma, tornando o simulador OB2S uma ferramenta de fácil extensão, permitindo assim a implementação da tecnologia híbrida WDM/OCDM e os modelos propostos neste trabalho. A Ferramenta de simulação OB2S com tecnologia híbrida, desenvolvida neste trabalho, é apresentada detalhadamente no Apêndice D.

### 7.2.1 Características de simulação

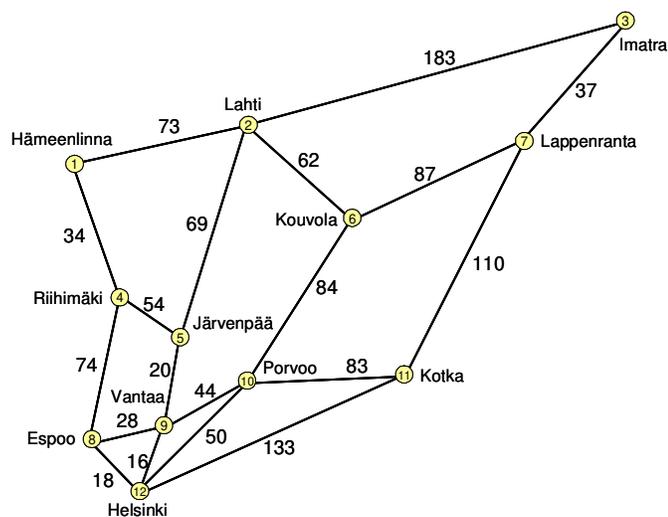
Esta seção descreve as características de simulação das arquiteturas de conversão de códigos ópticos e comprimentos de onda em uma rede OBS utilizando a tecnologia híbrida WDM / OCDM. A topologia do Sul Finlândia, apresentada na Figura 7.4, foi considerada em nossas simulações. Esta topologia é composta por 12 nós e 19 enlaces bidirecionais.

Um modelo de tráfego dinâmico foi assumido, sendo que as requisições de envio de rajadas são geradas de acordo com um processo Poissoniano com taxa média equivalente a  $\lambda$ . O tamanho médio das rajadas é distribuído exponencialmente com média equivalente a  $1/\mu$ . Sendo assim, a carga oferecida à rede é equivalente a  $\lambda/\mu$ . Cada par de nós (origem, destino) da topologia de rede OBS possui a mesma probabilidade de gerar rajadas.

Cada rota foi selecionada utilizando o algoritmo de *Dijkstra*, que tem como métrica heurística do caminho mais curto. Cada simulação de rede realizada neste trabalho, considerou 10 repetições de diferentes sementes em uma variável aleatória. Além disso, foram geradas 200 mil chamadas em cada conjunto de replicação, escolhendo aleatoriamente o par origem-destino.

Cada nó na topologia da rede foi assumido um comutador OBS que emprega o protocolo JIT [93]. O tempo de atraso de propagação da luz na fibra óptica é assumido  $5\mu\text{s}/\text{km}$ . A configuração do atraso de processamento da mensagem ( $T_p$ ) foi considerado de  $12,5\mu\text{s}$ , e o tempo de comutação ( $T_{\text{oxc}}$ ) de 10 ms. Estes parâmetros são primordiais para a configuração da rede OBS [98][99].

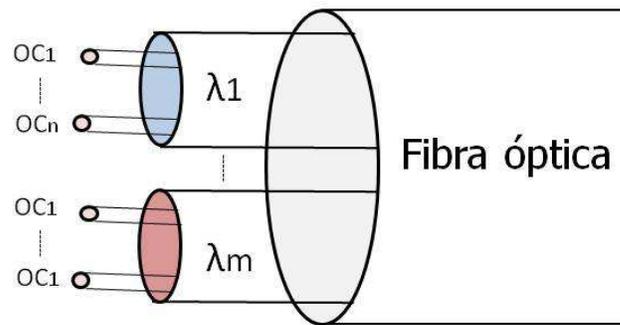
Algoritmos de atribuição de códigos ópticos e comprimento de onda (RWCA) foram propostos neste trabalho (Seção 7.4), para selecionar um código óptico e um comprimento de onda livre em cada nó de rede para transmissão de rajadas. O tráfego foi assumido dinâmico.



**Figura 7.4** - Topologia do Sul da Finlândia.

### 7.3 CONCEITOS DA TECNOLOGIA HÍBRIDA WDM/OCDM

Um sistema híbrido WDM/OCDM é apresentado na Figura 7.5. Diferentes usuários, são representados por códigos ópticos que podem ser transmitidos no mesmo comprimento de onda. Os canais de código são multiplexados por diferentes sequências de assinatura em um único comprimento de onda [100][101][102][103]. O número de usuários em um sistema híbrido WDM/OCDM é dado pelo número de comprimentos de onda vezes o número de códigos ópticos ( $\lambda_m \times OC_n$ ). As principais vantagens do sistema híbrido são: granularidade e flexibilidade, escalabilidade e expansão da capacidade, em uma rede óptica, podendo melhorar significativamente a capacidade do sistema, assim como a utilização dos recursos da rede.



**Figura 7.5** - Sistema híbrido WDM/OCDM.

Em um sistema híbrido, o número de códigos ópticos transmitidos em um único comprimento de onda é limitado devido às restrições impostas pela MAI [51][52][66]. Portanto é necessário dimensionar o número máximos de códigos ópticos que podem ser transmitidos por comprimento de onda. As equações descritas na Seção 2.1.2.1 podem ser utilizadas para o dimensionamento dos códigos ópticos ortogonais não coerentes. Além disso, o dimensionamento da taxa de usuários deve levar em consideração os efeitos das restrições físicas. Entretanto, estes efeitos não foram abordadas neste trabalho.

#### 7.4 HEURÍSTICAS DE ATRIBUIÇÃO DE CÓDIGOS ÓPTICOS E COMPRIMENTOS DE ONDA

Em redes sob tráfego dinâmico, requisições de chamadas chegam uma após outra. Normalmente métodos heurísticos são utilizados para atribuir comprimentos de onda e códigos ópticos nas chamadas de origem destino.

Pela primeira vez são propostos e implementados algoritmos de atribuição de códigos óptico e comprimento de ondas (RWCA, *Routing and Wavelength/Code Assignment*) no sistema híbrido WDM / OCDM em uma rede OBS [104]. Especificamente, é proposta e analisada a combinação das heurísticas *First-Fit* e *Random* para a atribuição de códigos ópticos e comprimentos de onda em redes WDM/OCDM. A seguir uma breve descrição das heurísticas propostas:

*First Fit - Random (FF-R)*: neste esquema, o primeiro comprimento de onda disponível é selecionado e um código óptico disponível no comprimento de onda é selecionado aleatoriamente com probabilidade uniforme.

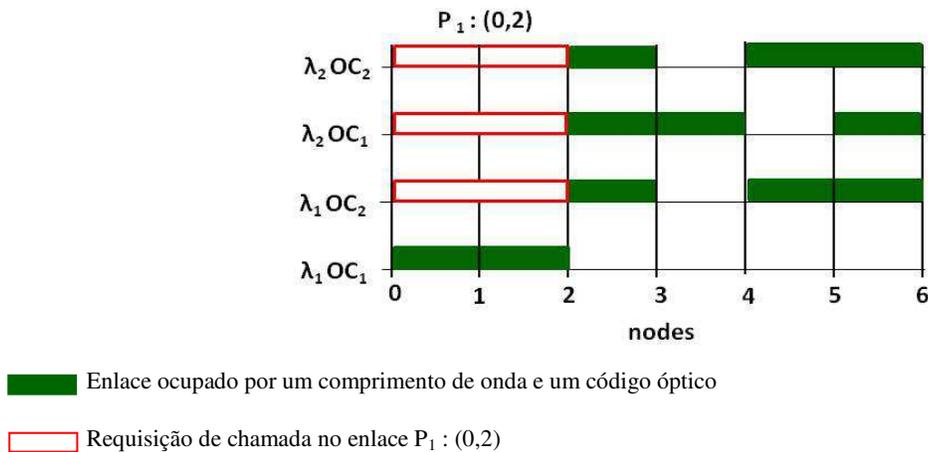
*First Fit - First Fit (FF-FF)*: tal algoritmo escolhe o primeiro comprimento de onda disponível e em seguida seleciona o primeiro código óptico disponível no comprimento de onda selecionado.

*Random - Random (RR)*: neste caso, primeiramente um comprimento de onda disponível é selecionado aleatoriamente com probabilidade uniforme e em seguida, um código óptico disponível no comprimento de onda selecionado é escolhido aleatoriamente com probabilidade uniforme.

*Random - First Fit (R-FF)*: primeiramente, um comprimento de onda disponível é selecionado aleatoriamente com probabilidade uniforme. Em seguida, é escolhido o primeiro código óptico disponível no comprimento de onda selecionado.

Um exemplo da aplicação das heurísticas propostas por ser visualizado na Figura 7.6. Um segmento de rede de seis enlaces, cobrindo uma sequência de sete nós, com dois comprimentos de onda e dois códigos de recursos da rede é apresentado na Figura 7.6. Suponha que haja uma requisição de chamada no enlace P1: (0,2). Os recursos  $\lambda_1OC_2$ ,  $\lambda_2OC_1$  e  $OC_2\lambda_2$  estão disponíveis para serem alocados neste enlace.

Se o algoritmo *R-R* é utilizado, os recursos  $OC_2\lambda_1$ ,  $\lambda_2OC_1$  ou  $\lambda_2OC_2$  podem ser escolhidos com a mesma probabilidade. Se o algoritmo *R-FF* é aplicado,  $\lambda_1$  ou  $\lambda_2$  podem ser selecionados com a mesma probabilidade. Em seguida, o primeiro código óptico disponível no comprimento de onda escolhido é selecionado. Supondo que  $\lambda_2$  seja selecionado, os recursos  $\lambda_2OC_1$  serão atribuídos no enlace. Por outro lado, quando o algoritmo *FF-R* é aplicado, o  $\lambda_1$  será selecionado e em seguida, um código óptico disponível em  $\lambda_1$  será escolhido aleatoriamente com a mesma probabilidade. Neste exemplo, o recurso  $\lambda_1OC_1$  está sendo utilizado. Portanto, a única possibilidade é atribuir os recursos  $\lambda_1OC_2$ . Se o algoritmo *FF-FF* é aplicado, os recursos  $\lambda_1OC_2$  serão atribuído no enlace para transmitir a informação.



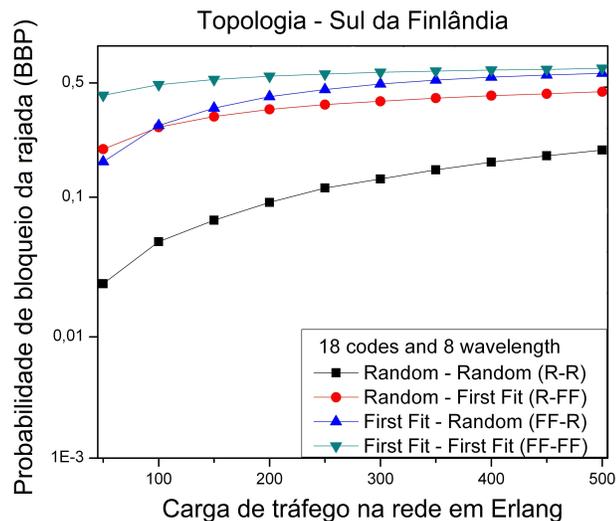
**Figura 7.6** - Segmento de rede de seis enlaces, cobrindo uma sequência de sete nós.

Algoritmos de alocação de códigos e comprimentos de onda em redes WDM/OCDM melhoram a utilização de recursos na rede óptica, aumentam a flexibilidade para a atribuição de recursos e otimizam o projeto de gestão de rede, resultando também em um aumento da capacidade WDM/OCDM.

#### 7.4.1 Aplicação das heurísticas propostas em uma rede OBS

Nesta seção é analisado o desempenho das heurísticas de atribuição de códigos ópticos e comprimentos de onda em uma rede OBS com tecnologia híbrida WDM/OCDM. As características da rede OBS são as mesmas descritas na Seção 7.2.1.

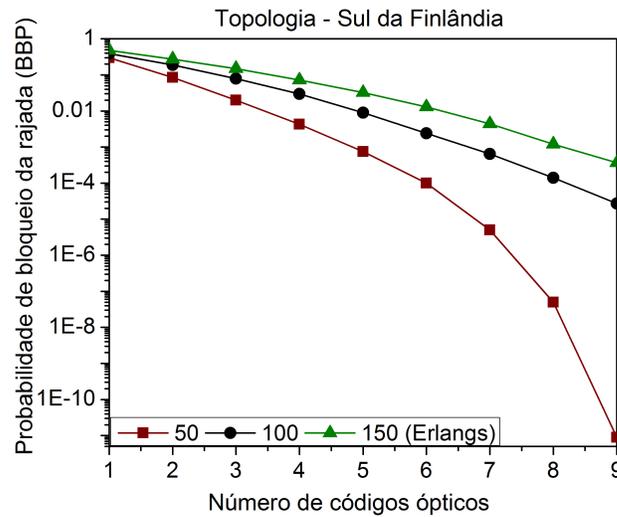
A probabilidade de bloqueio da rajada em função da carga de tráfego na rede, considerando os diferentes algoritmos RWCA propostos é mostrado na Figura 7.7. Foram considerados 18 comprimentos de onda e 8 códigos ópticos de recursos na rede. Pode-se observar que a heurística *R-R* apresentou um desempenho muito melhor em comparação às heurísticas *FF-R*, *R-FF* e *FF-FF*. Por exemplo: dado uma carga de tráfego de 100 Erlangs, a probabilidade de bloqueio da rajada foi 0,05 para *R-R*, 0,27 para *R-FF* e *FF-R* e 0,49 para *FF-FF*. Portanto, nas próximas etapas do trabalho será utilizada a heurística *R-R*.



**Figura 7.7** - Probabilidade de bloqueio da rajada em função da carga de tráfego na rede.

#### 7.4.1.1 Desempenho da tecnologia híbrida WDM/OCDM em uma rede OBS

A probabilidade de bloqueio da rajada (BBP, *Burst Blocking Probability*) em função do número de códigos ópticos por comprimento de onda é analisada na Figura 7.8. Foi considerados 9 comprimentos de onda e diferentes cargas de tráfego (50, 100 e 150 Erlangs) na rede. É claramente observado que a BBP diminui à medida que se aumenta o número de códigos por comprimento de onda. Portanto, quanto maior no número de códigos ópticos por comprimento de onda, menor será a BBP, permitindo assim uma melhor utilização dos recursos da rede óptica. Entretanto, como discutido na Seção 2.1.2.1, o número de códigos é limitado, entre outros efeitos, pela interferência de acesso múltiplo. Dessa forma, o código precisa ser dimensionado de acordo com suas características físicas.



**Figura 7.8** - Probabilidade de bloqueio da rajada em função do número de códigos ópticos por comprimento de onda, considerando diferentes cargas de tráfego na rede.

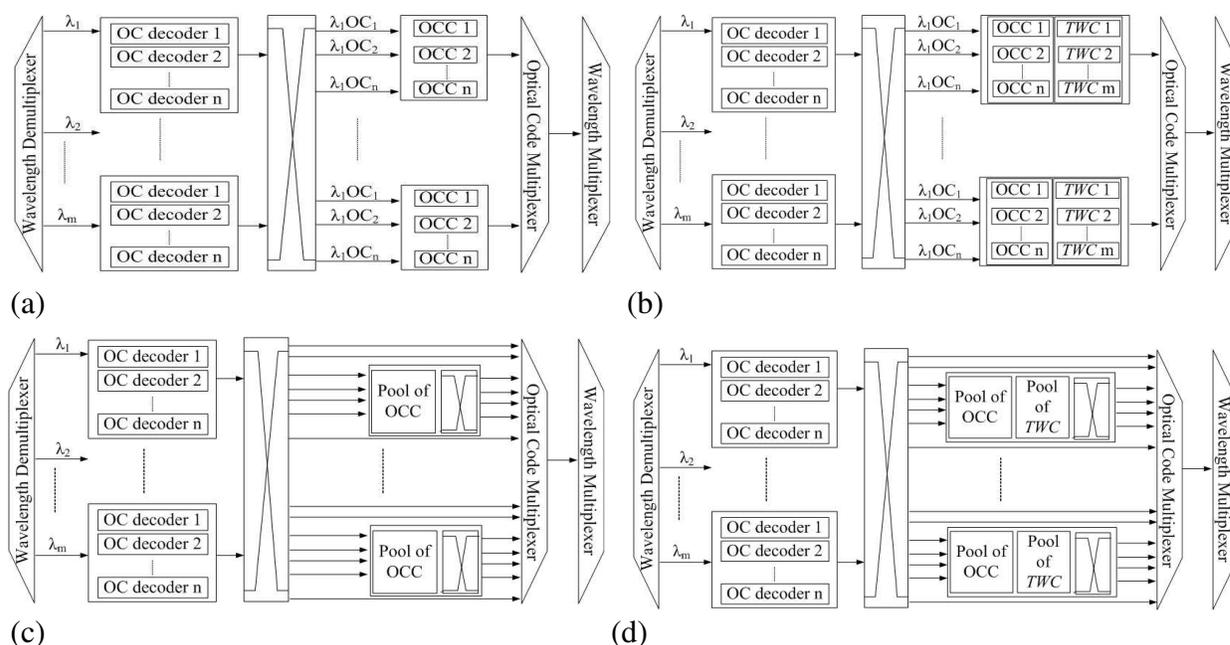
## 7.5 ARQUITETURAS DE CONVERSÃO DE CÓDIGOS ÓPTICOS E COMPRIMENTOS DE ONDA

Nesta seção é apresentado, pela primeira vez, uma investigação detalhada do desempenho de diferentes arquiteturas híbridas de conversão de códigos ópticos e comprimentos de onda. Em adição, duas novas arquiteturas de conversão de códigos e comprimentos de onda são propostas [105][106][107].

Em uma rede WDM/OCDM, um nó com capacidade total de conversão de códigos (FOOC, *Full Optical Code Conversion*) e sem conversão de comprimentos de onda (WWC, *Without Wavelength Conversion*) tem capacidade de conversão ilimitada de códigos, ou seja, é capaz de converter todos os códigos ópticos da entrada em todos os códigos ópticos da saída e não possui conversores de comprimento de onda. Da mesma forma, um nó com capacidade de conversão total de códigos ópticos (FOOC) e conversão total de comprimentos de onda (FWC, *Full Wavelength Conversion*) é capaz de converter todos os códigos ópticos e todos os comprimentos de onda de entrada em respectivamente todos os códigos ópticos e comprimentos de onda de saída. Estas arquiteturas de conversão FOOC/WWC e FOOC/FWC foram proposta em [99] e são apresentadas nas Figuras 7.9 (a) e (b) respectivamente. No entanto, a grande quantidade de conversores de

códigos e comprimentos de onda necessários em um roteador com capacidade de conversão total, aumenta consideravelmente o custo de rede.

Neste trabalho é proposto um nó com capacidade de conversão esparsa parcial de códigos ópticos (SPOCC, *Sparse Partial Optical Code Conversion*) e sem conversão de comprimento de onda (WWC), onde o nó é capaz de converter apenas alguns códigos ópticos por enlace e não possui conversão de comprimento de onda. Também é proposto um roteador com conversão esparsa parcial de códigos ópticos (SPOOC) e conversão esparsa parcial de comprimentos de onda (SPWC, *Sparse Partial Wavelength Conversion*) respectivamente. Nesta arquitetura, o nó é capaz de converter alguns códigos ópticos e alguns comprimentos de onda de entrada. A Figura 7.9 (c) e (d) apresenta respectivamente um roteador com conversão SPOOC/WWC e conversão SPOOC/SPWC. Esta arquiteturas requerem um número significativamente menor de conversores de códigos ópticos e comprimentos de onda.



**Figura 7.9** - Arquiteturas de conversão de códigos ópticos e comprimentos de onda: (a) FOCC/WWC, (b) FOCC/FWC, (c) SPOCC/WWC, (d) SPOCC/SPWC.

Conforme ilustrado nas Figuras 7.9 (c) e (d) os conversores de códigos ópticos e comprimentos de onda são agrupados em bancos de conversores, nomeados "*Poll of OCC*" e "*Poll of TWC*" respectivamente. Esta estrutura tem como objetivo o compartilhamento, respectivamente dos conversores de códigos ópticos e comprimentos de onda entre todas as portas de entrada do

comutador. O banco de conversores pode ser utilizado para converter um sinal óptico de qualquer enlace de entrada para qualquer enlace de saída. Uma rajada somente será bloqueada pela ausência de conversores, ou seja, se todos os conversores do banco estiverem ocupados. No entanto, como ilustrado nas Figuras 7.9 (c) e (d), a implementação, respectivamente das arquiteturas SPOCC/WWC e SPOCC/SPWC com compartilhamento de conversores de códigos ópticos e comprimentos de onda necessita utilizar uma segunda matriz de comutação. Esta matriz direciona os sinais ópticos que foram convertidos no banco de conversores para o enlace de saída adequado. O custo e a complexidade da matriz de comutação principal do nó tende a ser significativamente superior em relação à matriz secundária.

O algoritmo prioridade de primeira classe (FLP, *First Load Priority*) proposto em [103], foi utilizado para a concepção e planejamento de redes ópticas com as arquiteturas conversão SPOCC/WWC e SPOCC/SPWC propostas. O esquema de FLP é aplicado para dimensionar o menor número de conversores necessários na rede óptica. Além disso, a sua atribuição é feita de acordo com critérios de primeira carga como objetivo de obter uma probabilidade de bloqueio próximo de uma rede com conversão total.

A técnica da FWM descrita no capítulo 4 pode ser utilizada para conversão transparente de comprimentos de onda. Em [30][31][33][34] foram descritas técnicas de conversão totalmente ópticas de códigos ópticos. Assim, é possível alcançar uma transmissão totalmente óptica fim a fim através da aplicação destas técnicas de conversão totalmente óptica de comprimentos de onda e códigos ópticos nas arquiteturas de conversão propostas e descritas nesta seção.

Na Seção 7.5.1 os modelos analíticos utilizados para o cálculo do número de conversores em um nó com capacidade de conversão total de códigos ópticos e comprimentos de onda são descritos. Na Seção 7.5.2 o projeto e o planejamento das arquiteturas de conversão SPOCC e SPWC são demonstrados e na Seção 7.5.3 o desempenho das arquiteturas de conversão é apresentado.

### **7.5.1 Modelos analíticos para arquiteturas de conversão total**

Em redes ópticas com capacidade de conversão FOCC e FWC, todas as saídas de todos os roteadores da rede possuem conversores de códigos e de comprimentos de onda, respectivamente.

Cada roteador é capaz de converter todos os códigos e comprimentos de onda fornecendo os melhores resultados de desempenho.

Um roteador equipado com arquitetura FWC e FOCC e enlaces bidirecionais, o número total de conversores de códigos ( $N_{FOCC}$ ) e conversores de comprimentos de onda ( $N_{FWC}$ ) são respectivamente:

$$N_{FOCC} = 2 \times N_{links} \times N_{codes} \quad (7.2)$$

$$N_{FWC} = 2 \times N_{links} \times N_{wavelength} \quad (7.3)$$

em que,  $N_{links}$  é o número de enlaces na topologia e  $N_{codes}$  e  $N_{wavelength}$  são respectivamente o número de códigos e comprimentos de onda por enlace.

O número total de conversores de códigos por roteador ( $N_{FullCode\_Node}$ ) e o total de conversores de comprimento de onda por roteador ( $N_{FullWavelength\_Node}$ ) é dado por:

$$N_{FullCode\_Node} = N_{links\_Node} \times N_{codes} \quad (7.4)$$

$$N_{FullWavelength\_Node} = N_{links\_Node} \times N_{wavelength} \quad (7.5)$$

sendo,  $N_{links\_Node}$  o número de enlaces por nó.

Em todos os cenários de simulação descritos na Seção 7.5.3 foram considerados como recurso da rede 9 comprimentos de onda e 9 códigos ópticos por enlace. Como descrito na Seção 7.2.1, as simulações foram realizadas utilizando a topologia do Sul da Finlândia, que é composta por 12 nós e 19 enlaces bidirecionais. Portanto, de acordo com as Equações 7.2 e 7.3 são necessários 342 conversores de códigos ópticos e comprimentos de onda quando as arquiteturas de conversão FOCC e FWC são aplicadas.

### 7.5.2 Projeto e planejamento das arquiteturas de conversão SPOCC e SPWC

Em todos os cenários de simulação que utilizaram conversão híbrida de códigos ópticos e comprimentos de onda, foi considerado como prioridade de conversão os códigos ópticos. Como descrito anteriormente, a topologia da Finlândia com recursos de 9 códigos ópticos e 9 comprimentos de onda por enlace, 342 conversores de códigos e comprimento de onda são necessário quando as arquiteturas de conversão FOOC e FWC são aplicadas.

No projeto das arquiteturas de conversão SPOCC e SPWC, o plano de controle da rede foi planejado para o uso de apenas 31% e 7% conversores das arquiteturas de conversão total FOOC e FWC respectivamente. Portanto, 108 conversores de código e 21 conversores de comprimentos de onda foram utilizados nas arquiteturas SPOCC e SPWC, respectivamente. Tal projeto foi o resultado de exaustiva simulações, a procura de uma porcentagem ideal, para obter um valor de probabilidade de bloqueio da rajada (BBP) próximo para as arquiteturas FWC e FOCC.

O algoritmo prioridade primeira carga (FLP) foi utilizado para alocar, respectivamente, os conversores de códigos ópticos e comprimentos de onda das arquiteturas SPOCC e SPWC na rede. O algoritmo FLP calcula o menor número de conversores de comprimentos de onda e de código ópticos necessários e define a alocação destes recursos na rede, tendo como referência a primeira carga de tráfego (FTL, *Firts Traffic Load*). A utilização deste algoritmo possibilita obter uma BBP próxima das arquiteturas de conversão total FOOC e FWC.

Aplicando o algoritmo FLP com 108 conversores de códigos ópticos, a FTL para conversores ópticos de códigos é obtida quando a Equação (7.6) é verdadeira

$$\sum_{i=1}^{node} J(i) = 108 \quad (7.6)$$

Em adição, a FTL para conversores de comprimento de onda é obtida quando a Equação (7.7) for verdadeira

$$\sum_{i=1}^{node} H(i) = 21 \quad (7.7)$$

$J$  e  $H$  são a média de utilização de conversores quando as arquiteturas FOCC e FWC são utilizadas, respectivamente. A média de utilização dos conversores de códigos e comprimentos de onda nas arquiteturas FOCC e FWC foi obtida por meio dos resultados apresentados nas Figuras 7.10 e 7.11 respectivamente. Na Tabela 7.1, o número de conversores de códigos/comprimentos por nó das arquiteturas SPOCC, SPWC, FOCC e FWC é apresentado. O número de conversores por nó das arquiteturas SPOCC e SPWC apresentados na Tabela 2.1 foram utilizados nas simulações das Figuras 7.12, 7.13 e 7.14.

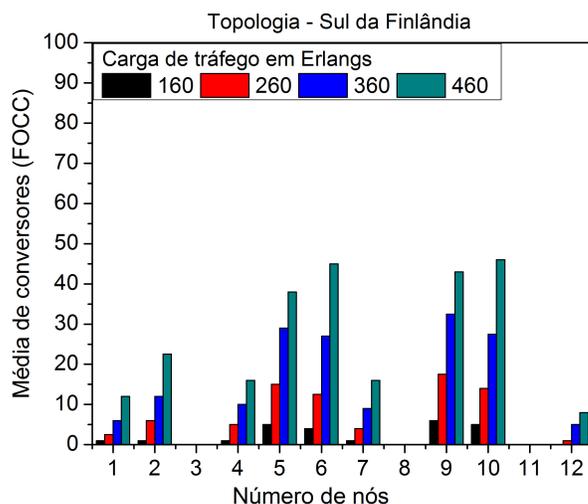
**Tabela 7.1** - Número de conversores de códigos e comprimentos de onda por nó da topologia do Sul da Finlândia das arquiteturas de conversão FOCC/FWC/ SPOCC/SPWC.

Nó	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11	12	Conversores
<b>FOCC</b>	18	36	18	27	27	27	27	27	36	36	27	36	
<b>SPOCC</b>	3	5	0	5	22	18	7	0	25	21	0	2	
<b>FWC</b>	18	36	18	27	27	27	27	27	36	36	27	36	
<b>SPWC</b>	0	0	0	0	6	4	1	0	8	2	0	0	

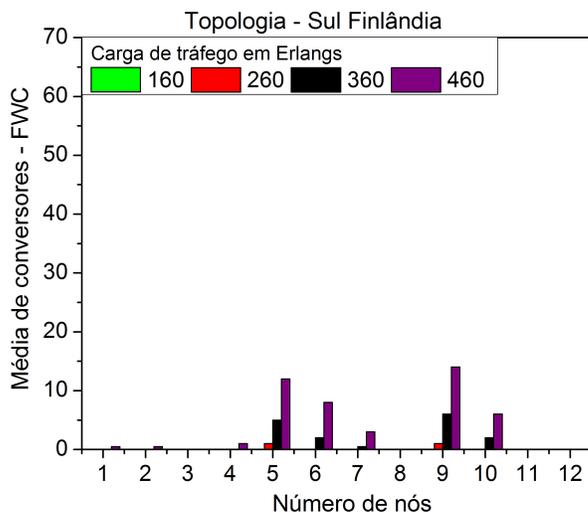
### 7.5.3 Análise de desempenho das arquiteturas de conversão

O desempenho das arquiteturas de conversão FOCC, FWC, SPOCC, SPWC e WOCWC em redes WDM/OCDM OBS é apresentado nesta seção.

As Figuras 7.10 e 7.11 apresentam a utilização média de conversores nas arquiteturas de conversão FOCC e FWC respectivamente. Ambas figuras mostram um número superestimado de conversores de códigos e comprimentos de onda nos roteadores de comutação. Além disso, observa-se que a arquitetura FWC apresenta menor média de conversão em relação à arquitetura FOCC. Isto ocorre porque nas simulações foi considerada prioritariamente a conversão de códigos.



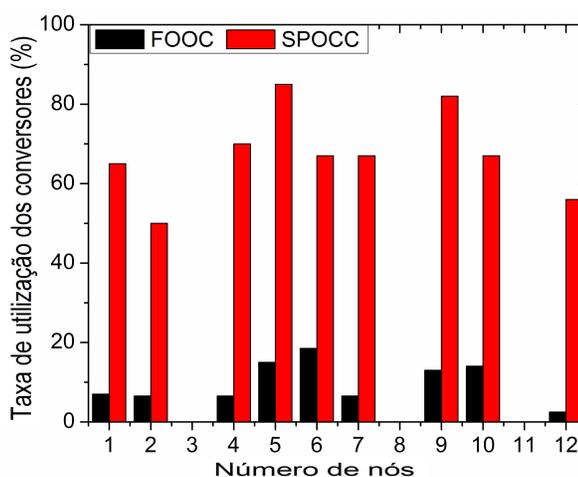
**Figura 7.10** - Número médio da utilização de conversores de códigos ópticos por nó com arquitetura de conversão total de códigos ópticos (FOCC).



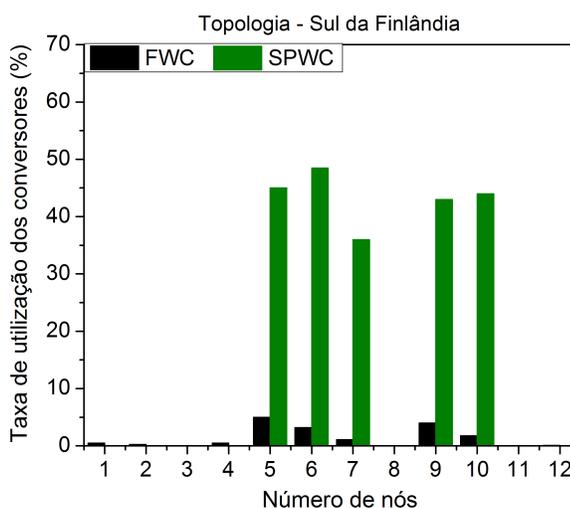
**Figura 7.11** - Número médio da utilização de conversores de comprimentos de onda por nó na arquitetura de conversão total de comprimentos de onda (FWC).

As Figuras 7.12 e 7.13 mostram a taxa de utilização de conversores por nó para as arquiteturas FOCC, SPOCC e FWC, SPOCC, respectivamente. Observa-se que uma maior taxa de conversão de códigos e comprimentos de onda foi obtida quando as arquiteturas SPOCC e SPWC foram utilizadas. Por exemplo, na Figura 7.12, especificamente no nó 5, a taxa de utilização de conversores de códigos é de 18% e de 87% nas arquiteturas FOCC e SPOCC, respectivamente. Já a taxa de utilização dos conversores de comprimentos de onda é apresentado na Figura 7.13, para

o mesmo nó e é de 5% e de 46% para as arquiteturas FWC e SPWC, respectivamente. Observa-se também que na maioria dos nós comutadores não há necessidade de nenhuma conversão, que implica maiores custos de implementação da arquitetura FWC sem qualquer benefício visível. Portanto, as arquiteturas SPOCC e SPWC melhoram a eficiência de utilização dos recursos da rede e confirmam que ambas as arquiteturas são uma alternativa para obter melhores custo benefício em comparação com as arquiteturas FOCC e FWC em uma rede OBS utilizando a tecnologia híbrida WDM / OCDM.



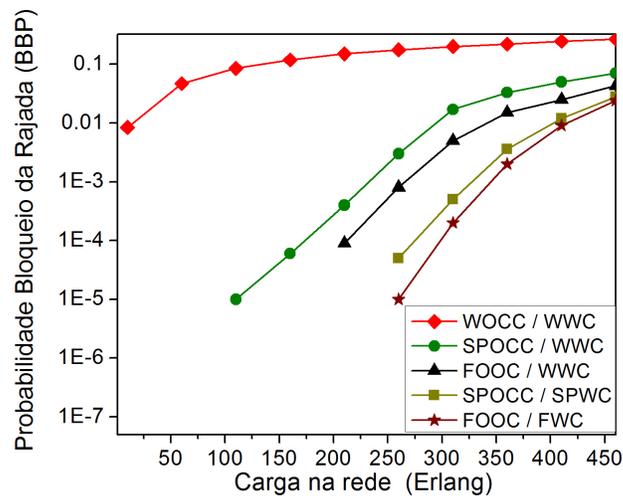
**Figura 7.12** - Taxa de utilização dos conversores de códigos ópticos por nó da rede na arquitetura de conversão FOCC e SPOCC. Foi utilizada uma carga de tráfego de 350 Erlangs.



**Figura 7.13** - Taxa de utilização dos conversores de comprimentos de onda por nó da rede na arquitetura de conversão FWC SPWC. Foi utilizada uma carga de tráfego de 400 Erlangs.

A Figura 7.14 mostra a probabilidade de bloqueio da rajada (BBP) em função da carga de tráfego na rede, considerado as arquiteturas de conversão FOCC, FWC, SPOCC, SPWC, sem conversão de comprimento de onda (WWC) e sem conversão de comprimentos de onda e códigos ópticos (WOCWC). Tal como esperado, a arquitetura WOCWC apresenta maior BBP. Finalmente, pode ser mostrado que o desempenho das arquiteturas SPOCC e SPWC utilizando apenas 31% e 7% dos conversores utilizados nas arquiteturas FOCC e FWC, respectivamente, são muito próximas quando comparadas com as arquiteturas de conversão total.

Observa-se que a BBP da arquiteturas SPWC/SPOCC utilizando apenas 31% e 7% do número de conversores utilizados nas arquiteturas FOCC/FWC é muito próxima quando comparada com a arquitetura de conversão total. Além disso, observa-se que as arquiteturas SPOCC/WWC e FOCC / WWC têm um desempenho muito semelhante em comparação com SPOCC/SPWC quando a carga de tráfego na rede é elevada. Portanto, a arquitetura de conversão SPOCC/SPWC melhora a utilização de recursos de rede e diminui o custo de implementação da rede e apresenta uma BBP muito próxima quando comparada com a arquitetura de conversão total.



**Figura 7.14** - Probabilidade de bloqueio da rajada em função da carga de tráfego na rede, considerando diferentes arquiteturas de conversão.

Neste capítulo, foi possível justificar todo o estudo de conversão e regeneração totalmente óptica de sinais OCDM por meio da demonstração de ganho que esta tecnologia apresenta na camada de transporte de uma rede TON. Comprovou-se que o sistema híbrido WDM/OCDM aumenta a granularidade e flexibilidade, a escalabilidade e expansão da capacidade, em uma rede

TON, podendo melhorar significativamente a capacidade do sistema, assim como a utilização do recursos da rede.



## 8 CONCLUSÕES

Duas novas técnicas de processamento óptico de sinais, capazes de converter, codificar e regenerar o sinal OCDMA não coerente foram propostas. A primeira técnica proposta, converte / regenera o sinal OOK no sinal OCDMA. A segunda, converter / regenera o sinal DPSK no sinal OCDMA. O método utilizado para codificação e regeneração totalmente óptica do sinal OCDMA foi o processo de mistura de quatro onda (FWM) na fibra óptica. As técnicas propostas funcionam como um conector fotônico que converte e regenera o sinal OOK ou DPSK ruidoso, que passou por uma cascata de amplificadores ópticos quando foi transmitido na rede MAN, para um sinal OCDMA não coerente na rede de acesso.

Esta é a primeira vez que a técnica proposta de codificação / regeneração do sinal OOK no sinal OCDMA é reportada na literatura. Também é a primeira vez que um conversor totalmente óptico do sinal DPSK para OCDMA não coerente com regeneração simultânea de sinais é proposto.

Por meio de resultados experimentais e simulações computacionais foi possível comprovar que ambas as técnicas de conversão de sinais OOK-OCDMA não coerente e DPSK-DB-OCDMA não coerente funcionam corretamente. Também foi comprovada a regeneração simultânea dos sinais em ambos as técnicas. A regeneração 2R do sinal obtida nas simulações e no experimento do conversor OOK-OCDMA foi praticamente a mesma, com apenas algumas variações estatística. Também foi comprovado um mesmo nível de regeneração 2R em ambas as técnicas propostas.

Uma possível extensão do trabalho seria a conversão de sinais WDM/OOK e WDM/DPSK para sinais OCDMA coerentes ou não coerentes na rede óptica passiva (PON) no acesso. Cada canal WDM que viajou pela rede MAN e chegou no acesso seria codificado por um código óptico diferente. A rede OCDMA PON cria um enlace ponto-a-ponto entre o terminal de linha óptica (OLT) e cada usuário pela atribuição exclusiva de um código óptico por o usuário. Neste cenário, também será possível analisar as restrições da GVD e MAI impostas pelo sistema OCDMA.

Neste trabalho também foi analisado o desempenho da tecnologia híbrida de multiplexação por divisão de comprimentos de onda e multiplexação por divisão de códigos ópticos (WDM/OCDM) em redes comutadas por rajadas ópticas (OBS). Heurísticas de atribuição de có-

digos ópticos e comprimentos de onda em uma rede com tecnologia híbrida WDM/OCDM, foram propostas e analisadas. Comprovou-se que a heurística Random-Random tem um melhor desempenho quando analisado a probabilidade de bloqueio na rede. Também foi proposto e analisado o desempenho de diferentes arquiteturas de roteadores com capacidade de conversão de códigos ópticos e comprimentos de onda. Dentre as arquiteturas propostas, observou-se que a arquitetura de conversão esparsa parcial de códigos ópticos e comprimentos de onda (SPOCC/SPWC) melhora a utilização de recursos de rede e portanto, diminui o custo de implementação da rede. Além disso, a probabilidade de bloqueio da rajada quando aplicada a arquitetura SPOCC/SPWC é muito próxima quando comparada com a arquitetura de conversão total de códigos ópticos e comprimentos de onda (FOCC/FWC).

## PUBLICAÇÕES E APRESENTAÇÕES EM CONFERÊNCIAS

L. Galdino, L. H. Bonani, J. Maranhão, F. R. Durand, M. T. Furtado e E. Moschim. "Evolution of Hybrid WDM/OCDM Technology in OBS Networks with Optical Code and Wavelength Conversion", *Photonic Network Communication*, 2012 (aceito para publicação).

L. Galdino, T. R. Raddo, A. L. Sanches, L. H. Bonani e E. Moschim. Performance comparison of hybrid 1-D WDM/OCDMA and 2-D OCDMA towards future access network migration scenario. "*International Conference on Transparent Optical Networks*", ICTON, 2012.

M. F. L. Abbade, L. Galdino, N. S. Ribeiro, J. D. Marconi, L. H. Bonani e E. Moschim. "An all-optical OCDMA encoder with simultaneous signal regeneration based on cross-gain modulation in semiconductor optical amplifiers", *International Conference on Transparent Optical Networks*, ICTON, 2012.

L. Galdino, J. Maranhão, M. T. Furtado, L. H. Bonani, F. R. Durand e E. Moschim. "Sparse Partial Optical Code and Wavelength Conversion Architecture in Hybrid WDM/OCDM OBS Networks", *International Conference on Telecommunications*, ICT, 2011.

L. Galdino, J. Maranhão, M. T. Furtado, L. H. Bonani, F. R. Durand e E. Moschim. "Impact of MAI on the Performance of WDM/OCDM OBS Networks Using 2D Wavelength-Hopping and Time Spreading Optical Codes", *IEEE Sarnoff Symposium*, 2011.

L. Galdino, J. Maranhão, J. C. Costa, I. B. Martins, F. Durand, L. H. Bonani e E. Moschim. "Evolution of Dynamic Routing Wavelength Code Assignment in WDM/OCDM OBS Network", *IEEE Sarnoff Symposium*, 2010.

L. Galdino, J. Maranhão, J. C. Costa, F. R. Durand, L. H. Bonani e E. Moschim. "Performance Evolution of Optical Code Conversion Architectures in Hybrid WDM/OCDM OBS Network", *Advanced International Conference on Telecommunications*, AICT, 2010.

L. H. Bonani; L. Galdino F. R. Durand e E. Moschim. "Analysis of Unbalanced WDM/OCDM Transparent Optical Networks with Physical Constraints", *International Conference on Transparent Optical Networks*, ICTON, 2010.

F. R. Durand, L. Galdino, L. H. Bonani, F. R. Barbosa, M. F. L. Abbade e E. Moschim. "The effects of polarization mode dispersion on 2D wavelength-hopping time spreading code routed networks", *Photonic Network Communications*, vol. 20, pp. 27-32, 2010.



## REFERÊNCIAS

- [1] J. Winzer and R. J. Essiambre, "Advanced modulation formats for high capacity optical transport networks", *Journal of Lightwave Technology*, vol. 24, no.12, 2006.
- [2] T. Ono, Y. Yano, K. Fukuchi, T. Ito, H. Yamakazi, M. Yamaguchi and K. Emura, "Characteristics of optical duobinary signals in terabit/s capacity, high spectral efficiency WDM systems", *Journal of Lightwave Technology*, vol. 16, no. 5, 1998.
- [3] K. Mishina, S. Kitagawa and A. Maruta, "All optical modulation format conversion from on off keying to multiple level phase shift keying based on nonlinearity in optical fiber", *Optics Express*, vol. 15, no. 13, 2007.
- [4] A. H. Gnauck and P. J. Winzer, "Optical phase shift keyed transmission", *Journal of Lightwave Technology*, vol. 23, no. 1, 2005.
- [5] Dirk Van Den Borne, "Robust optical transmission systems", Technische Universiteit Eindhoven, 2008.
- [6] N. J. Frigo, P. P. Iannone and K. C. Reichmann, "A view of fiber to the home economics," *IEEE Communication Magazine*, vol. 42, no. 8, 2004.
- [7] J. M. Kahn and K. P. Ho, "Spectral efficiency limits and modulation/detection techniques for DWDM systems", *IEEE Journal Select Topics Quantum Electronic*, vol. 10, no. 2, 2004.
- [8] K. Yonenaga and S. Kuwano, "Dispersion tolerant optical transmission system using duobinary transmitter and binary receiver", *Journal of Lightwave Technology*, vol. 15, no. 8, 1997.
- [9] C.W. Chow, C. S. Wong and H. K. Tsang, "All optical modulation format conversion and multicasting using injection locked laser diodes", *Journal of Lightwave Technology*, vol. 22, no. 11, 2004.
- [10] K. M. Sivalingam and S. Subramaniam, "Optical WDM networks - principles and practice", Springer 2002.
- [11] H. Beyranvand and J. A. Salehi, "Multirate and multi-quality-of-service passive optical network based on hybrid WDM/OCDM system", *IEEE Communications Magazine*, vol. 49, no. 2, 2011.
- [12] K. Kitayama, Xu Wang and N. Wada, "OCDMA over WDM PON solution path to gigabit-symmetric FTTH", *Journal of Lightwave Technology*, vol. 24, no. 4, 2006.
- [13] R.C. Menendez, P. Toliver and S. Galli, "Network applications of cascaded passive code translation for WDM compatible spectrally phase-encoded optical CDMA", *Journal of Lightwave Technology*, vol. 23 no. 10, 2005
- [14] A. L. Sanches, J. V. dos Reis and B.-H. V. Borges, "Analysis of high-speed optical wavelength/time CDMA networks using pulse-position modulation and forward error correction techniques", *Journal of Lightwave Technology*, vol. 27, no. 22, 2009.
- [15] T. R. Raddo, A. L. Sanches, J. V. dos Reis and B.-H. V. Borges, "A new approach for evaluating the ber of a multirate, multiclass OFFH-CDMA system", *IEEE Communications Letters*, vol. 16, no. 2, 2012.

- [16] H. Y. Chang and Lin, "10 Gb/s all optical NRZ to RZ data format in a dark optical comb injected semiconductor optical amplifier", *Optics Express*, vol. 15, no. 6, 2006
- [17] Y. Yu, X. Zhang, J. B. R. Fernández, D. Huang, R. V. Penty and I. H. White, "Single SOA based 16 DWDM channels all optical NRZ to RZ format conversions with different duty cycles", *Optics Express*, vol. 16, no. 20, 2008.
- [18] T. Silveira, A. Ferreira, A. Teixeira and P. Monteiro, "40 Gb/s multichannel NRZ to CSRZ format conversion using an SOA", *IEEE Journal of Lightwave Technology*, vol. 16, no. 1, 2004.
- [19] W. Li, M. Chen, Y. Dong and S. Xie, "All optical format conversion from NRZ to CSRZ and between RZ and CSRZ using SOA based fiber loop mirror", *IEEE Photonics Technology Letters*, vol. 16, no. 1, 2004.
- [20] T. Ye, C. Yan, Y. Lu, F. Liu and Y. Su, "All optical regenerative NRZ to RZ format conversion using coupled ring resonator optical waveguide", *Optics Express*, vol. 16, no. 20, 2008.
- [21] M. L. F. Abbade, J. D. Marconi, R. L. Cassiolato, V. Ishizuca, I. E. Fonseca and H. L. Fragnito, "Field-Trial evaluation of cross-layer effect caused by all-optical wavelength converters on IP network applications" *Journal of Lightwave Technology*, vol. 27, no. 12, 2009.
- [22] J. D. Marconi; F. Callegari, M. F. L. Abbade e H. L. Fragnito, "Field-trial evaluation of the Q-factor penalty introduced by fiber four-wave mixing wavelength converters" *Optics Communications*, vol. 282, no. 1, 2009.
- [23] S. Kitagawa, S. M. Nissanka and A. Maruta, "All optical modulation format conversion from NRZ-OOK to RZ-Mary PSK based on fiber nonlinearity", *Optics Express*, 2006.
- [24] J. Wang, J. Sun, X. Zhang, D. Huang and M. M. Fejer, "Optical phase erasure and its application to format conversion through cascaded second order processes in periodically poled lithium niobate", *Optics Letters*, vol. 33, no. 16, 2008.
- [25] H. Sotobayashi, W. Chujo and K. Kitayama, " Photonic gateway: TDM-TO-WDM-TO-TDM conversion and reconversion at 40 Gbit/s (4 Channels  $\times$  10 Gbits/s)", *Journal of Optical Society American*, vol. 19, no. 11, 2002.
- [26] T. Shimada, N. Sakurai and H. Kimura, "Multi-stage access network based on SOA with/without OEO for low delay performance", *International Conference on Communications, ICC*, 2010.
- [27] M. Attygalle, H. F. Liu and A. Nirmalathas, " An all-optical WDM-to-TDM conversion scheme with simultaneous all-optical synchronization for WDM/OTDM network nodes", *Journal of Optical and Quantum Electronics*, vol. 33, no 7, 2001.
- [28] K. Kitayama, "Code division multiplexing lightwave networks based upon optical code conversion", *IEEE Journal on Selected Areas in Communication*, vol. 16, no. 7, 1989.
- [29] K. Kitayama and H. Sotobayashi, "Optical code-wavelength conversion for hybrid OCDM/WDM networks", *European Conference on Optical Communication, ECOC*, 1998.

- [30] H. Sotobayashi, W. Chujo and K. Kitayama, "Transparent virtual optical code/wavelength path network", *Journal of Selected Topics in Quantum Electronics*, vol. 8, no. 3, 2002.
- [31] H. Sotobayashi, "Supercontinuum generation based lightwave management applied to multiplexing format conversion", *Proceedings of SPIE*.
- [32] H. Sotobayashi and K. Kitayama, "All-optical simultaneous code and wavelength conversion of 10 Gbps BPSK codes by four-wave mixing in semiconductor optical amplifier for optical code division multiplexing", *IEEE Electronics Letters*, vol. 35 no. 13, 1999.
- [33] D. Gurkan et al., "All-optical wavelength and time 2-D code converter for dynamically-reconfigurable OCDMA networks using a PPLN waveguide," *Proceedings of Optical Fiber Communication Conference, OFC*, 2003.
- [34] Z. Wang, A. Chowdhury and P. R. Prucnal, "Optical CDMA code wavelength conversion using PPLN to improve transmission security", *IEEE Photonics Technology Letters*, vol. 21, no. 6, 2009.
- [35] H. Sotobayashi, W. Chujo and K. Kitayama, "Photonic gateway: multiplexing format conversions of OCDM-to-WDM and WDM-to-OCDM at 40 Gb/s (4 10 Gb/s)", *Journal of Lightwave Technology*, vol. 20, no. 12, 2002.
- [36] X. Wang, N. Wada, T. Miyazaki, G. Cincotti and K. Kitayama, "Field trial of 3-WDM  $\times$  10-OCDMA  $\times$  10.71-Gb/s asynchronous WDM/DPSK-OCDMA using hybrid E/D without FEC and optical thresholding", *Journal of Lightwave Technology*, vol. 25, no. 1, 2007.
- [37] N. Kataoka, G. Cincotti, N. Wada and K. Kitayama, "Demonstration of asynchronous, 40Gbps x 4-user DPSK-OCDMA transmission using a multi-port encoder/decoder", *Optics Express*, vol. 19, no. 26, 2011.
- [38] P. V. Mamyshev, "All-optical data regeneration based on self-phase modulation effect," *Proceedings of European Conference on Optical Communications*, ECOC 1998.
- [39] M. Rochette, L. Fu, L., V. Ta'eed, D. J. Moss, and B. J. Eggleton, "2R optical regeneration: an all-optical solution for BER improvement", *IEEE Journal on Selected Topics in Quantum Electronics*, vol. 12, no. 4, 2006.
- [40] R. Salem, et al., "All-optical regeneration on a silicon chip", *Optics Express*, vol. 15, no.2, 2007.
- [41] R. Dekker, A. Driessen, T. Wahlbrink, C. Moormann, J. Niehusmann and M. Forst, "Ultrafast Kerr induced all-optical wavelength conversion in silicon waveguides using 1.55  $\mu$ m femtosecond pulses", *Optics Express*, vol. 14, no. 4, 2006.
- [42] E. Ciaramella, F. Curti and S. Trillo, "All-optical signal reshaping by means of four-wave mixing in optical fibers", *IEEE Photonic Technology Letters*, vol.13, no. 7, 2001.
- [43] A. Bogris and D. Syvridis, "Regenerative properties of a pump-modulated four-wave mixing scheme in dispersion shifted fibers", *Journal of Lightwave Technology*, vol. 21, no 9, 2003.
- [44] E. A. M. Fagotto and M. L. F. Abbade, "All-optical demultiplexing of 4-ASK optical signals with four-wave mixing optical gates", *Optics Communication*, vol. 283, no. 15, 2010.

- [45] E. A. M. Fagotto e M. L. F. Abbade, "Wavelength-shift-free all-optical 2r regeneration via four-wave mixing", *Photonics Conference, PHO, 2011*.
- [46] K. Kitayama, X. Wang and N. Wada, "OCDMA over WDM PON solution Path to Gigabit-Symmetric FTTH", *Journal of Lightwave Technology*, vol.24, no. 7, 2006.
- [47] A. L. Sanches, J. V. dos Reis and B. H. V. Borges, "Analysis of high-speed optical wavelength/time CDMA networks using pulse-position modulation and forward error correction techniques", *Journal of Lightwave Technology*, vol. 27, no. 22, 2009.
- [48] A. Stok and E. H. Sargent, "The role of optical CDMA in access networks", *IEEE Communication Magazine*, vol. 40, no.9, 2002.
- [49] T. Koonen, "Fiber to the home/fiber to the premises: what, where, and when?", *Proceedings of IEEE*, vol. 94, no. 5, 2006.
- [50] J. B. Rosas-Fernandez, "Investigations of Transmission nonlinearities and mode-locked laser encoders for ultra-fast optical CDMA networks", Ph.D. dissertation, Univ. of Cambridge, 2005.
- [51] H. Beyranvand and J. A. Salehi, "Multirate and multi quality of service passive optical network based on hybrid WDM/OCDM system," *IEEE Communications Magazine*, vol. 49, no. 2, 2011.
- [52] Y. Deng, Z. Wang, K. Kravtsov, J. Chang, C. Hartzell and P. R. Prucnal, "Demonstration and analysis of asynchronous and survivable optical CDMA ring networks", *IEEE Journal of Optical Communications and Networking* vol. 2 no. 4, 2010.
- [53] F. R. Durand, M. A. C. Lima, A. C. César and E. Moschim, "Impact of PMD on Hybrid WDM/OCDM Networks", *IEEE Photonics Technology Letters*, vol. 17, no. 12, pp. 2787-2789, 2005.
- [54] L. H. Bonani, L. Galdino, F. R. Durand and E. Moschim, "Analysis of Unbalanced WDM/OCDM Transparent Optical Networks with Physical Constraints", *Proceeding of International Transparent Optical Network, ICTON*, 2011.
- [55] F. R. Durand, L. Galdino, L. H. Bonani, F. Barbosa, M. F. L. Mabbade and E. Moschim, "The effects of polarization mode dispersion on 2Dwavelength-hopping time spreading code routed networks", *Photonic Network Communication*, vol. 20, no. 1, 2010.
- [56] L. Galdino, T. R. Raddo, A. L. Sanches, L. H. Bonani and Edson Moschim, " Performance Comparison of Hybrid 1-D WDM/OCDMA and 2-D OCDMA Towards Future Access Network Migration Scenario", *Proceeding of International Transparent Optical Network, ICTON*, 2012.
- [57] K. Kitayama, X. Wang, N. Wada, "OCDMA over WDM PON solution path to gigabit-symmetric FTTH", *Journal of Lightwave Technology*, vol. 24 no. 4, 2006.
- [58] M. Y. Azizoglu, J. A. Salehi, and Y. Li, "Optical CDMA via temporal codes", *IEEE Transactions Communication*, vol. 40, no. 7, 1992

- [59] J. Salehi, "Code division multiple access techniques in optical fiber networks - part I fundamental principles", *IEEE Transactions Communication*, vol. 37, no. 8, 1989
- [60] J. Salehi and C. A. Brackett, "Code division multiple access techniques in optical fiber networks - part II: system performance", *IEEE Transactions Communication*, vol. 37, no.8, 1989.
- [61] P. R. Prucnal, M. A. Santoro and T. R. Fan, "Spread spectrum fiber-optic local area network using optical processing", *Journal of Lightwave Technology*, vol. 4, no. 5, 1986.
- [62] F. Coppinger, C. K. Madsen and B. Jalali, "Photonic microwave filtering using coherently coupled integrated ring resonators", *Microwave and Optics Technology Letter*, vol. 21, no. 2, 1999.
- [63] J. G. Zhang, Y. Wen, and P. Li, "Proposed OCDMA encoders and decoders based silica-on-silicom integrated optics", *Microwave and Optics Technology Letter*, vol. 40, no. 3, 2004.
- [64] A. A. Shaar and P. A. Davies, "Prime sequences: quasi-optimal sequences for channel code division multiplexing", *IEEE Electronics Letter*, vol. 19, no. 21, 1983.
- [65] T. R. Raddo, "Proposal of a new approach for BER evaluation of multirate, multiservice OCDMA systems", Dissertação de mestrado, Universidade de São Paulo, 2011.
- [66] R. Fuji-Hara and Y. Miao, "Optical orthogonal codes: their bounds and new optimal constructions", *IEEE Transactions on Information Theory*, vol. 46, no.7, 2002.
- [67] H. Yin and D. J. Richardson, "Optical code division multiplexing access communication networks- theory and applications", *Springer*, 2007.
- [68] C. S. Press and P. R. Prucnal, "Code empowered lightwave networks," *IEEE Journal of Lightwave Technology*, vol. 25, no. 10, 2007.
- [69] J. Winzer, and Rene'-Jean Essiambre, "Advanced modulation formats for high-capacity optical transport networks", *Journal of Lightwave Technology*, vol. 24, no 12, 2006.
- [70] J. Winzer, and Rene'-Jean Essiambre, "Advanced optical modulation formats," *Proceedings of the IEEE* vol. 94, no. 5, 2006.
- [71] J. P. Winzer e R. J. Essiambre, "Advanced optical modulation formats", *Proceedings of IEEE*, vol 94, no. 5, 2005.
- [72] P. J. Winzer, M. Pfennigbauer, M. M. Strasser and W. R. Leeb, "BOptimum filter bandwidths for optically preamplified RZ and NRZ receivers", *Journal of Lightwave Technology*, vol. 19, no. 9, 2001.
- [73] A. Farbert, et. al., "Performance of a 10.7-Gb/s receiver with digital equalizer using maximum likelihood sequence estimation", *Proceedings of European Conference on Optical Communications, ECOC*, 2004.
- [74] P. A. Humblet and M. Azizoglu, "On the bit error rate of lightwave systems with optical amplifiers", *Journal of Lightwave Technology*, vol. 9, no 11, 1991.
- [75] G. Jacobsen, "Noise in digital optical transmission systems", Boston, MA: Artech House, 1994.

- [76] S. R. Chinn, D. M. Boroson, and J. C. Livas, "Sensitivity of optically preamplified DPSK receivers with Fabry-Perot filters", *Journal of Lightwave Technology*, vol. 14, no 3, 1996.
- [77] T. Chikama, 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", *Journal of Lightwave Technology*, vol. 8, no. 3, 1990.
- [78] J. S. Chitode, "*Analog and Digital Communication*", 2d Edition, 2008.
- [79] D. Penninckx, H. Bissessur, P. Brindel, E. Gohin, and F. Bakhti, "Optical differential phase shift keying (DPSK) direct detection considered as a duobinary signal", *Proceedings of European Conference on Optical Communications*, ECOC, 2001.
- [80] J. G. Proakis, "*Digital Communications*", 4th ed. Mc Graw-Hill, 2001.
- [81] J. Conradi, "*Optical Fiber Telecommunications*", 2002.
- [82] P. Kabal and S. Pasupathy, "Partial-response signaling", *IEEE Transactions Communications*, vol. 23, no 9, 1975.
- [83] Torger Tokle, "Optimised dispersion management and modulation formats for high speed optical communication systems", Ph.D thesis, *Technical University of Denmark*, 2004.
- [84] H. Kim and P. J. Winzer, "Nonlinear phase noise in phase-coded transmission", *Optical Fiber Communication Conference OFC*, 2005.
- [85] Victor Ishizuca Teles, "Análise experimental da degradação imposta por sistemas ópticos com aplicações IP", Dissertação de mestrado, PUCC, 2010.
- [86] G. P. Agrawal, *Nonlinear Optics*. San Diego, CA: Academic, 1995.
- [87] J. Hansryd, P. A. Andrekson, "Fiber-based optical parametric amplifiers and their applications", *IEEE Journal of Selected Topics in Quantum Electronics*, vol. 8, no. 3, 2002.
- [88] S. Song, C. Allen, "Intensity dependent phase matching effects on four wave mixing in optical fibers", *Journal of Lightwave Technology*, vo.17, no. 10, 1999.
- [89] H. Simos, A. Bogris and D. Syvridis, "Investigation of a 2R All-Optical Regenerator Based on Four-Wave Mixing in a Semiconductor Optical Amplifier", *Journal of Lightwave Technology*, vol. 22, no. 2, 2004.
- [90] Govind P. Agrawal, "Fiber-optic communication systems", 1997.
- [91] J. D. Marconi, J.M. C. Boggio and H.L. Fragnito, "Narrow linewidth fibre-optical wavelength converter with strain suppression of SBS", *IEEE Electronics Letters*, vol. 40., no. 19, 2004.
- [92] C. Qiao and M. Yoo: "Optical burst switching (OBS) - a new paradigm for an optical internet", *Journal of High Speed Networks*, vol. 8 no. 1, 1999.
- [93] J. P. Juan and V. M. Vokkarane, "*Optical Burst Switched Networks*," Springer Science, 2005.

- [94] J. Maranhão, "Ferramenta para avaliação de desempenho de redes com comutação de rajadas ópticas", *Universidade de Salvador*, 2006.
- [95] J. Teng, J. and G. N. Rouskas, "A comparison of the JIT, JET, and horizon wavelength reservation schemes on a single OBS node", *Proceedings of the First International Workshop on Optical Burst Switching*, 2003.
- [96] J. Y. Wei and R. I. McFarland, "Just-in-time signaling for wdm optical burst", *Journal of Lightwave Technology*, vol. 18 no. 12, 2000.
- [97] I. Baldini, G. N. Rouskas, H. G. Perros and D. Stevenson, "A just in time signaling architecture for WDM burst switched network", *IEEE Communications Magazine*, vol.40, no. 2, 2002.
- [98] J. Teng and G. N. Rouskas, "A detailed analysis and performance comparison of wavelength reservation schemes for optical burst switched networks", *Photonic Network communications*, vol. 9 no. 3, 2004.
- [99] H. Sotobayashi, W. Chujo and K. Kitayama, "Transparent virtual optical code/wavelength path network", *IEEE Journal of Selected Areas in Communication*, vol. 8, no. 3, 2002.
- [100] K. Kitayama, "Code division multiplexing lightwave networks based upon optical code conversion", *IEEE Journal of Selected Areas in Communication*, vol.16, no.7, 1998.
- [101] S. Huang, K. Baba, M. Murata and K. Kitayama, "Variable-bandwidth optical paths: comparison between optical code-labeled path and OCDM path", *Journal of Lightwave Technology*, vol. 24, no. 10, 2006.
- [102] S. W. Huang, K. Baba, M. Murata, and K. Kitayama, "Evaluation of OCDM switching and code conversion for all optical optical end to end path provisioning in multi granularity networks", *International Conference on Broadband Communication, Networks and Systems, BROADNETS*, 2006.
- [103] A. Soares, J. Maranhão, W. Giozza and P. Cunha, "Wavelength converter placement scheme for optical network with sparse-partial wavelength conversion capability", *International Conference on Telecommunication*, ICT, 2006.
- [104] L. Galdino, J. Maranhão, J. C. Costa, I. B. Martins, F. Durand, L. H. Bonani e E. Moschim. "Evolution of Dynamic Routing Wavelength Code Assignment in WDM/OCDM OBS Network", *IEEE Sarnoff Symposium*, 2010.
- [105] L. Galdino, J. Maranhão, M. T. Furtado, L. H. Bonani e E. Moschim. Evaluation of hybrid WDM/OCDM technology with optical codes conversion in OBS networks. "SBMO/IEEE MTTs International Microwave and Optoelectronics Conference", IMOC, 2011.
- [106] L. Galdino, J. Maranhão, M. T. Furtado, L. H. Bonani, F. R. Durand e E. Moschim. Sparse Partial Optical Code and Wavelength Conversion Architecture in Hybrid WDM/OCDM OBS Networks", *International Conference on Telecommunications* ICT, 2011.

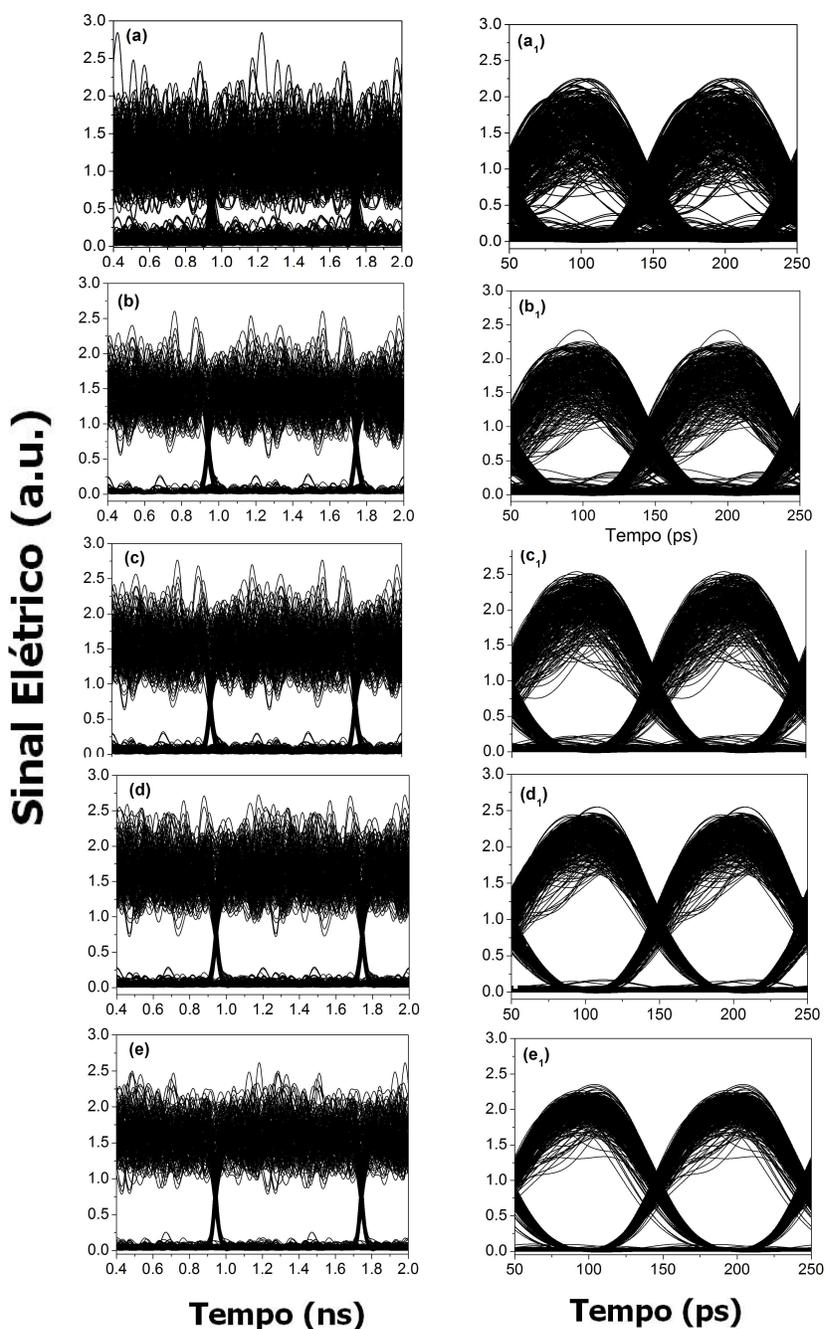
- [107] L. Galdino, J. Maranhão, J. C. Costa, F. R. Durand, L. H. Bonani e E. Moschim . Performance Evolution of Optical Code Conversion Architectures in Hybrid WDM/OCDM OBS Network", *Advanced International Conference on Telecommunications*, AICT, 2010.

**APÊNDICES**



## APÊNDICE A – Cálculo do Fator Q: Resultados simulados do conversor / regenerador OOK-OCDMA

Este apêndice demonstra os cálculos do Fator Q dos resultados simulados do conversor e regenerador OOK-OCDMA apresentados na seção 5.1.5, Tabela 5.4.



**Figura 1** - Diagrama de olho do sinal de entrada OOK(a), (b), (c), (d), (e) e os correspondentes diagramas de olho do sinal OCDMA (a<sub>1</sub>), (b<sub>1</sub>), (c<sub>1</sub>), (d<sub>1</sub>), (e<sub>1</sub>) respectivamente.  
Cálculo do fator Q da Figura 1 (a) (a<sub>1</sub>), (b) (b<sub>1</sub>), (c) (c<sub>1</sub>), (d) (d<sub>1</sub>) e (e) (e<sub>1</sub>) respectivamente

(a) Cálculo do Fator Q no diagrama de olho do sinal de entrada

$$i_{1,\max} = 2,35 \quad i_{0,\max} = 0,43$$

$$i_{1,\min} = 0,46 \quad i_{0,\min} = 0$$

Assim,

$$i_1 = 1,4 \quad i_0 = 0,215$$

$$\sigma_1 = 0,315 \quad \sigma_0 = 0,07$$

Portanto, o fator  $Q_{\text{in}}$  do sinal de entrada é  $Q_{\text{in}} = 3$

(a<sub>1</sub>) Cálculo do Fator Q no diagrama de olho do sinal convertido

$$i_{1,\max} = 2,3 \quad i_{0,\max} = 0,25$$

$$i_{1,\min} = 0,62 \quad i_{0,\min} = 0$$

Assim,

$$i_1 = 1,46 \quad i_0 = 0,125$$

$$\sigma_1 = 0,28 \quad \sigma_0 = 0,041$$

Portanto, o fator  $Q_{\text{out}}$  do sinal de entrada é  $Q_{\text{out}} = 4,15$

(b) Cálculo do Fator Q no diagrama de olho do sinal de entrada

$$i_{1,\max} = 2,4 \quad i_{0,\max} = 0,4$$

$$i_{1,\min} = 0,6 \quad i_{0,\min} = 0$$

Assim,

$$i_1 = 1,5 \quad i_0 = 0,2$$

$$\sigma_1 = 0,3 \quad \sigma_0 = 0,066$$

Portanto, o fator  $Q_{\text{in}}$  do sinal de entrada é  $Q_{\text{in}} = 3,55$

(b<sub>1</sub>) Cálculo do Fator Q no diagrama de olho do sinal convertido

$$i_{1,\max} = 2,4 \quad i_{0,\max} = 0,25$$

$$i_{1,\min} = 0,9 \quad i_{0,\min} = 0$$

Assim,

$$i_1 = 1,65 \quad i_0 = 0,125$$

$$\sigma_1 = 0,25 \quad \sigma_0 = 0,0416$$

Portanto, o fator  $Q_{\text{out}}$  do sinal de entrada é  $Q_{\text{out}} = 5,24$

(c) Cálculo do Fator Q no diagrama de olho do sinal de entrada

$$i_{1,\max} = 2,6 \quad i_{0,\max} = 0,25$$

$$i_{1,\min} = 0,8 \quad i_{0,\min} = 0$$

Assim,

$$i_1 = 1,7 \quad i_0 = 0,125$$

$$\sigma_1 = 0,3 \quad \sigma_0 = 0,0416$$

Portanto, o fator  $Q_{\text{in}}$  do sinal de entrada é  $Q_{\text{in}} = 4,6$

(c<sub>1</sub>) Cálculo do Fator Q no diagrama de olho do sinal de convertido

$$i_{1,\max} = 2,55 \quad i_{0,\max} = 0,24$$

$$i_{1,\min} = 1,2 \quad i_{0,\min} = 0$$

Assim,

$$i_1 = 1,875 \quad i_0 = 0,12$$

$$\sigma_1 = 0,225 \quad \sigma_0 = 0,04$$

Portanto, o fator  $Q_{\text{in}}$  do sinal de entrada é  $Q_{\text{out}} = 6,6$

(d) Cálculo do Fator Q no diagrama de olho do sinal de entrada

$$i_{1,\max} = 2,6 \quad i_{0,\max} = 0,2$$

$$i_{1,\min} = 1,0 \quad i_{0,\min} = 0$$

Assim,

$$i_1 = 1,8 \quad i_0 = 0,1$$

$$\sigma_1 = 0,266 \quad \sigma_0 = 0,033$$

Portanto, o fator  $Q_{\text{out}}$  do sinal de entrada é  $Q_{\text{in}} = 5,68$

(d<sub>1</sub>) Cálculo do Fator Q no diagrama de olho do sinal convertido

$$i_{1,\max} = 2,6 \quad i_{0,\max} = 0,15$$

$$i_{1,\min} = 1,3 \quad i_{0,\min} = 0$$

Assim,

$$i_1 = 1,95 \quad i_0 = 0,075$$

$$\sigma_1 = 0,2166 \quad \sigma_0 = 0,025$$

Portanto, o fator  $Q_{in}$  do sinal de entrada é  $Q_{out} = 7,76$

(e) Cálculo do Fator Q no diagrama de olho do sinal de entrada

$$i_{1,max} = 2,5 \quad i_{0,max} = 0,11$$

$$i_{1,min} = 0,9 \quad i_{0,min} = 0$$

Assim,

$$i_1 = 1,7 \quad i_0 = 0,055$$

$$\sigma_1 = 0,26 \quad \sigma_0 = 0,018$$

Portanto, o fator  $Q_{out}$  do sinal de entrada é  $Q_{in} = 6,2$

(e<sub>1</sub>) Cálculo do Fator Q no diagrama de olho do sinal convertido

$$i_{1,max} = 2,45 \quad i_{0,max} = 0,09$$

$$i_{1,min} = 1,25 \quad i_{0,min} = 0$$

Assim,

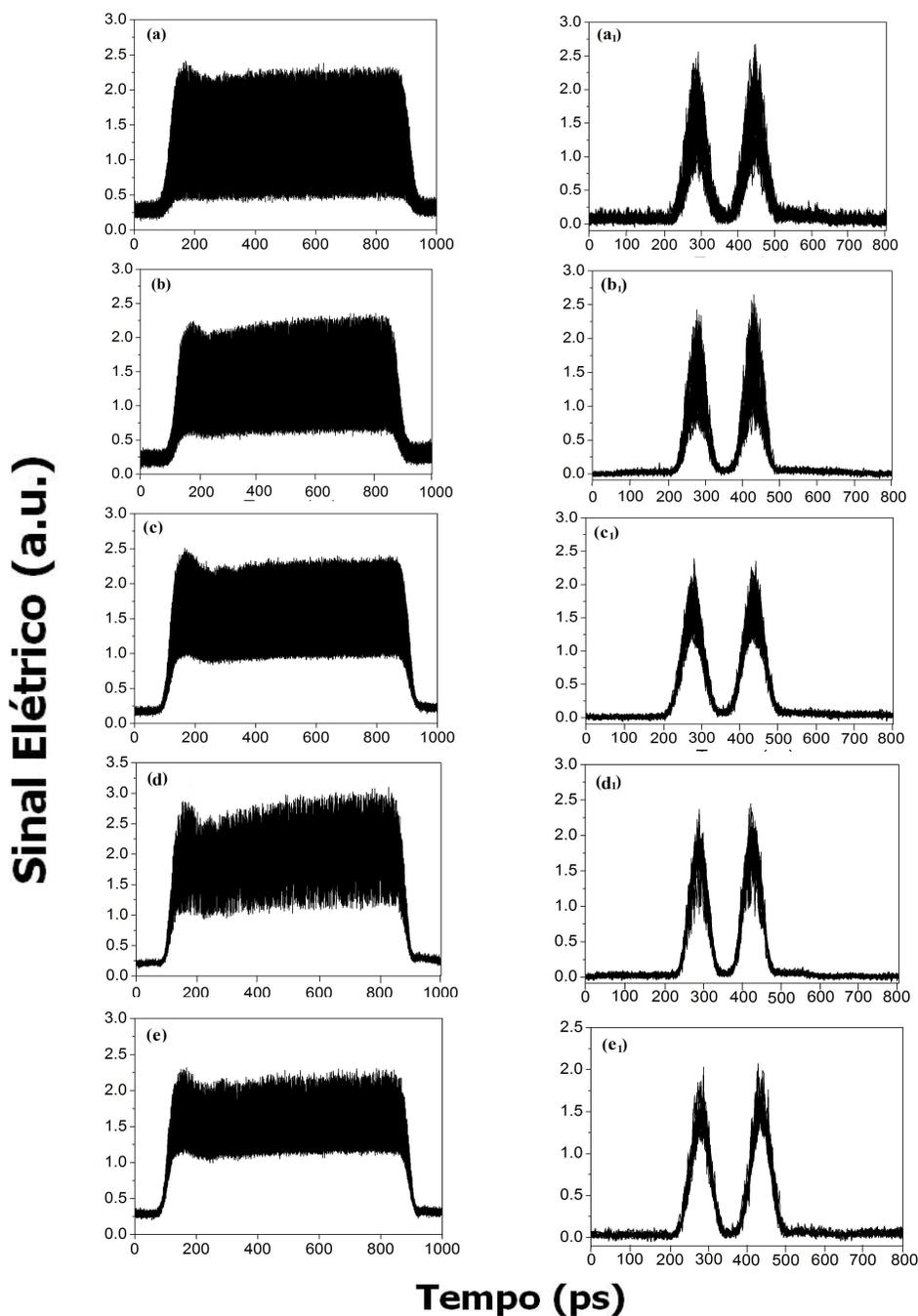
$$i_1 = 1,85 \quad i_0 = 0,045$$

$$\sigma_1 = 0,2 \quad \sigma_0 = 0,015$$

Portanto, o fator  $Q_{out}$  do sinal de entrada é  $Q_{out} = 8,3$

## APÊNDICE B – Cálculo do Fator Q: Resultados experimentais do conversor / regenerador OOK-OCDMA

Este apêndice demonstra os cálculos do Fator Q dos resultados experimentais do conversor e regenerador OOK-OCDMA apresentados na seção 5.2.4, Tabela 5.8.



**Figura 1** - Diagrama de olho do sinal de entrada OOK(a), (b), (c), (d), (e) e os correspondentes diagramas de olho do sinal OCDMA codificado de saída (a<sub>1</sub>), (b<sub>1</sub>), (c<sub>1</sub>), (d<sub>1</sub>) e (e<sub>1</sub>) respectivamente.

Cálculo do fator Q da Figura 2 (a) (a<sub>1</sub>), (b) (b<sub>1</sub>), (c) (c<sub>1</sub>), (d) (d<sub>1</sub>) e (e) (e<sub>1</sub>) respectivamente

**(a)** Cálculo do Fator Q no diagrama de olho do sinal de entrada

$$i_{1,\max} = 2,32 \quad i_{0,\max} = 0,43$$

$$i_{1,\min} = 0,43 \quad i_{0,\min} = 0,18$$

Assim,

$$i_1 = 1,375 \quad i_0 = 0,305$$

$$\sigma_1 = 0,315 \quad \sigma_0 = 0,041$$

Portanto, o fator  $Q_{\text{in}}$  do sinal de entrada é  $Q_{\text{in}} = 3,0$

**(a<sub>1</sub>)** Cálculo do Fator Q no diagrama de olho do sinal convertido

$$i_{1,\max} = 2,37 \quad i_{0,\max} = 0,18$$

$$i_{1,\min} = 0,6 \quad i_{0,\min} = 0$$

Assim,

$$i_1 = 1,485 \quad i_0 = 0,09$$

$$\sigma_1 = 0,3 \quad \sigma_0 = 0,03$$

Portanto, o fator  $Q_{\text{out}}$  do sinal de entrada é  $Q_{\text{out}} = 4,2$

**(b)** Cálculo do Fator Q no diagrama de olho do sinal de entrada

$$i_{1,\max} = 2,25 \quad i_{0,\max} = 0,37$$

$$i_{1,\min} = 0,52 \quad i_{0,\min} = 0,11$$

Assim,

$$i_1 = 1,385 \quad i_0 = 0,24$$

$$\sigma_1 = 0,288 \quad \sigma_0 = 0,043$$

Portanto, o fator  $Q_{\text{in}}$  do sinal de entrada é  $Q_{\text{in}} = 3,78$

**(b<sub>1</sub>)** Cálculo do Fator Q no diagrama de olho do sinal convertido

$$i_{1,\max} = 2,4 \quad i_{0,\max} = 0,1$$

$$i_{1,\min} = 0,75 \quad i_{0,\min} = 0$$

Assim,

$$i_1 = 1,6 \quad i_0 = 0,05$$

$$\sigma_1 = 0,275 \quad \sigma_0 = 0,016$$

Portanto, o fator  $Q_{out}$  do sinal de entrada é  $Q_{out} = 5,3$

(c) Cálculo do Fator Q no diagrama de olho do sinal de entrada

$$i_{1,max} = 2,4 \quad i_{0,max} = 0,25$$

$$i_{1,min} = 0,8 \quad i_{0,min} = 0,12$$

Assim,

$$i_1 = 1,6 \quad i_0 = 0,185$$

$$\sigma_1 = 0,26 \quad \sigma_0 = 0,021$$

Portanto, o fator  $Q_{in}$  do sinal de entrada é  $Q_{in} = 5$

(c<sub>1</sub>) Cálculo do Fator Q no diagrama de olho do sinal convertido

$$i_{1,max} = 2,4 \quad i_{0,max} = 0,11$$

$$i_{1,min} = 1,0 \quad i_{0,min} = 0$$

Assim,

$$i_1 = 1,7 \quad i_0 = 0,055$$

$$\sigma_1 = 0,23 \quad \sigma_0 = 0,018$$

Portanto, o fator  $Q_{in}$  do sinal de entrada é  $Q_{out} = 6,6$

(d) Cálculo do Fator Q no diagrama de olho do sinal de entrada

$$i_{1,max} = 2,98 \quad i_{0,max} = 0,27$$

$$i_{1,min} = 1,12 \quad i_{0,min} = 0,13$$

Assim,

$$i_1 = 2,05 \quad i_0 = 0,2$$

$$\sigma_1 = 0,31 \quad \sigma_0 = 0,023$$

Portanto, o fator  $Q_{out}$  do sinal de entrada é  $Q_{in} = 5,6$

(d<sub>1</sub>) Cálculo do Fator Q no diagrama de olho do sinal convertido

$$i_{1,max} = 2,3 \quad i_{0,max} = 0,1$$

$$i_{1,min} = 1,0 \quad i_{0,min} = 0$$

Assim,

122

$$i_1 = 1,65 \quad i_0 = 0,05$$
$$\sigma_1 = 0,2166 \quad \sigma_0 = 0,016$$

Portanto, o fator  $Q_{in}$  do sinal de entrada é  $Q_{out} = 7,33$

(e) Cálculo do Fator Q no diagrama de olho do sinal de entrada

$$i_{1,max} = 2,3 \quad i_{0,max} = 0,375$$
$$i_{1,min} = 1,05 \quad i_{0,min} = 0,24$$

Assim,

$$i_1 = 1,675 \quad i_0 = 0,205$$
$$\sigma_1 = 0,208 \quad \sigma_0 = 0,0225$$

Portanto, o fator  $Q_{out}$  do sinal de entrada é  $Q_{in} = 6,3$

(e<sub>1</sub>) Cálculo do Fator Q no diagrama de olho do sinal convertido

$$i_{1,max} = 2,2 \quad i_{0,max} = 0,1$$
$$i_{1,min} = 1,15 \quad i_{0,min} = 0$$

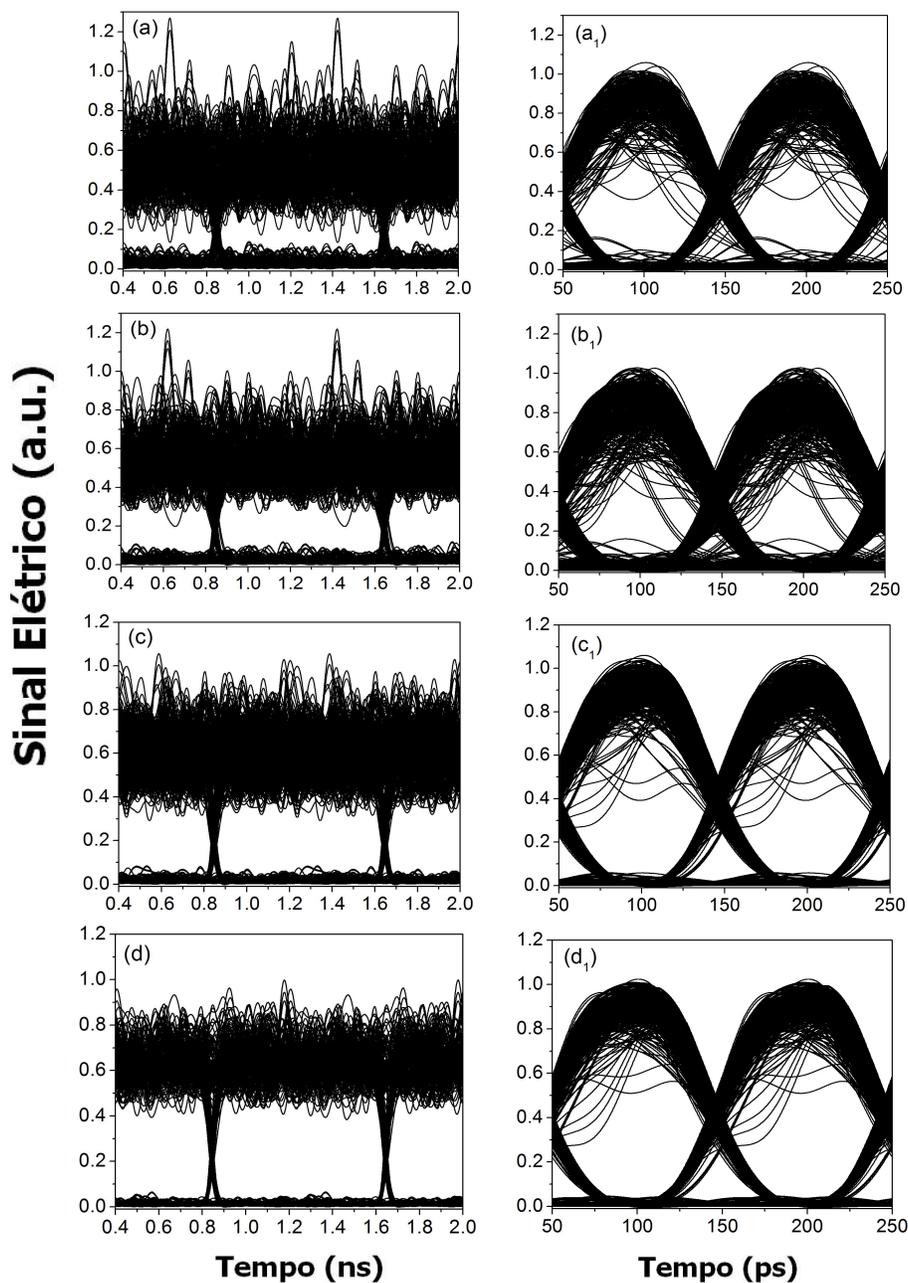
Assim,

$$i_1 = 1,67 \quad i_0 = 0,05$$
$$\sigma_1 = 0,175 \quad \sigma_0 = 0,016$$

Portanto, o fator  $Q_{in}$  do sinal de entrada é  $Q_{out} = 8,4$

## APÊNDICE C – Cálculo do Fator Q: Resultados simulados do conversor / regenerador DPSK-DB-OCDMA

Este apêndice demonstra os cálculos do Fator Q dos resultados simulados do conversor e regenerador DPSK-DB-OCDMA apresentados na seção 6.4, Tabela 6.2.



**Figura 1** - Diagrama de olho do sinal DB (a), (b), (c), (d) e os correspondentes diagramas de olho do sinal OCDMA codificado de saída (a<sub>1</sub>), (b<sub>1</sub>), (c<sub>1</sub>), (d<sub>1</sub>) respectivamente.

Cálculo do fator Q da Figura 3 (a) (a<sub>1</sub>), (b) (b<sub>1</sub>), (c) (c<sub>1</sub>), (d) (d<sub>1</sub>) e (e) (e<sub>1</sub>) respectivamente

(a) Cálculo do Fator Q no diagrama de olho do sinal de entrada

$$i_{1,\max} = 1,1 \quad i_{0,\max} = 0,15$$

$$i_{1,\min} = 0,2 \quad i_{0,\min} = 0$$

Assim,

$$i_1 = 0,65 \quad i_0 = 0,075$$

$$\sigma_1 = 0,15 \quad \sigma_0 = 0,025$$

Portanto, o fator  $Q_{\text{in}}$  do sinal de entrada é  $Q_{\text{in}} = 3,3$

(a<sub>1</sub>) Cálculo do Fator Q no diagrama de olho do sinal convertido

$$i_{1,\max} = 1,05 \quad i_{0,\max} = 0,1$$

$$i_{1,\min} = 0,35 \quad i_{0,\min} = 0$$

Assim,

$$i_1 = 0,7 \quad i_0 = 0,05$$

$$\sigma_1 = 0,1166 \quad \sigma_0 = 0,0166$$

Portanto, o fator  $Q_{\text{out}}$  do sinal de entrada é  $Q_{\text{out}} = 4,8$

(b) Cálculo do Fator Q no diagrama de olho do sinal de entrada

$$i_{1,\max} = 1,0 \quad i_{0,\max} = 0,12$$

$$i_{1,\min} = 0,25 \quad i_{0,\min} = 0$$

Assim,

$$i_1 = 0,625 \quad i_0 = 0,06$$

$$\sigma_1 = 0,125 \quad \sigma_0 = 0,02$$

Portanto, o fator  $Q_{\text{in}}$  do sinal de entrada é  $Q_{\text{in}} = 3,8$

(b<sub>1</sub>) Cálculo do Fator Q no diagrama de olho do sinal convertido

$$i_{1,\max} = 1,0 \quad i_{0,\max} = 0,1$$

$$i_{1,\min} = 0,4 \quad i_{0,\min} = 0$$

Assim,

$$i_1 = 0,7 \quad i_0 = 0,05$$

$$\sigma_1 = 0,1 \quad \sigma_0 = 0,0166$$

Portanto, o fator  $Q_{out}$  do sinal de entrada é  $Q_{out} = 5,6$

(c) Cálculo do Fator Q no diagrama de olho do sinal de entrada

$$i_{1,max} = 1,05 \quad i_{0,max} = 0,09$$

$$i_{1,min} = 0,3 \quad i_{0,min} = 0$$

Assim,

$$i_1 = 0,675 \quad i_0 = 0,045$$

$$\sigma_1 = 0,125 \quad \sigma_0 = 0,015$$

Portanto, o fator  $Q_{in}$  do sinal de entrada é  $Q_{in} = 4,5$

(c<sub>1</sub>) Cálculo do Fator Q no diagrama de olho do sinal convertido

$$i_{1,max} = 1,05 \quad i_{0,max} = 0,07$$

$$i_{1,min} = 0,41 \quad i_{0,min} = 0$$

Assim,

$$i_1 = 0,73 \quad i_0 = 0,035$$

$$\sigma_1 = 0,1066 \quad \sigma_0 = 0,01166$$

Portanto, o fator  $Q_{in}$  do sinal de entrada é  $Q_{out} = 6,4$

(d) Cálculo do Fator Q no diagrama de olho do sinal de entrada

$$i_{1,max} = 1,0 \quad i_{0,max} = 0,06$$

$$i_{1,min} = 0,4 \quad i_{0,min} = 0$$

Assim,

$$i_1 = 0,7 \quad i_0 = 0,03$$

$$\sigma_1 = 0,1 \quad \sigma_0 = 0,01$$

Portanto, o fator  $Q_{out}$  do sinal de entrada é  $Q_{in} = 6,1$

(d<sub>1</sub>) Cálculo do Fator Q no diagrama de olho do sinal convertido

$$i_{1,max} = 1,0 \quad i_{0,max} = 0,04$$

$$i_{1,min} = 0,5 \quad i_{0,min} = 0$$

Assim,

126

$$i_1 = 0,75$$

$$i_0 = 0,02$$

$$\sigma_1 = 0,083$$

$$\sigma_0 = 0,0066$$

Portanto, o fator  $Q_{in}$  do sinal de entrada é  $Q_{out} = 8,2$

## APÊNDICE D – FERRAMENTA DE SIMULAÇÃO

Este Anexo apresenta a ferramenta de simulação (OB2S Simulator) da rede OBS com tecnologia híbrida WDM/OCDM. Uma versão anterior do simulador foi desenvolvida em [94] e a extensão do simulador OB2S com tecnologia híbrida WDM/OCDM e os modelos propostos foram desenvolvidos neste trabalho. O seu desenvolvimento ocorreu sob o ambiente JAVA.

### 1 MODELO DE REDE OBS ADOTADO PARA A FERRAMENTA DE SIMULAÇÃO

As rajadas são geradas seguindo uma distribuição *Poissoniana* com taxa média equivalente a  $\lambda$  e o tamanho das rajadas será distribuído exponencialmente com média equivalente a  $1/\mu$ . Sendo assim, a carga oferecida na rede é equivalente a  $\lambda/\mu$  em Erlangs. Foi estabelecida uma distribuição uniforme do tráfego. Cada par de nós origem e destino da topologia de rede OBS possui a mesma probabilidade de gerar rajadas. O atraso de propagação do plano de controle foi considerado equivalente ao atraso de propagação do plano de dados.

O protocolo de sinalização JIT foi escolhidos para implementação na ferramenta de simulação. Na topologia de rede OBS adotada, foi assumido que todos os nós podem operar como nó de núcleo ou nó de borda. Cada par de nós que se comunica na rede OBS utiliza um tempo de *offset* mínimo como descrito na equação 2.10. Caso uma mensagem de controle chegue a um nó de núcleo com o pedido de reserva de recurso e este nó não possua recurso disponível, a rajada é bloqueada. Este nó envia uma mensagem de liberação do recurso para o nó anterior da rota. Quando o nó anterior receber esta mensagem ele entenderá que o recurso que ele tinha reservado para tal rajada não possui mais o sentido de existir. Sendo assim, ele libera o recurso e repassa a mensagem de liberação de recurso para o nó anterior da rota. Esta rotina continua até que o nó origem receba a mensagem e cancele o envio da rajada. Caso a mensagem seja recebida pelo nó origem antes mesmo de terminar o tempo do *offset*, ele desiste do envio. Se o tempo do *offset* estiver esgotado, a rajada que estaria sendo enviada seria bloqueada. A Figura 1 exemplifica o procedimento adotado pelo protocolo de sinalização ao detectar um bloqueio de rajada.

Neste exemplo, o primeiro nó intermediário cancelou a reserva de recurso que tinha realizado para atender a rajada óptica que estava por vir. Por outro lado, o nó origem recebeu a mensagem somente após o início da transmissão. Neste caso, a transmissão é cancelada.

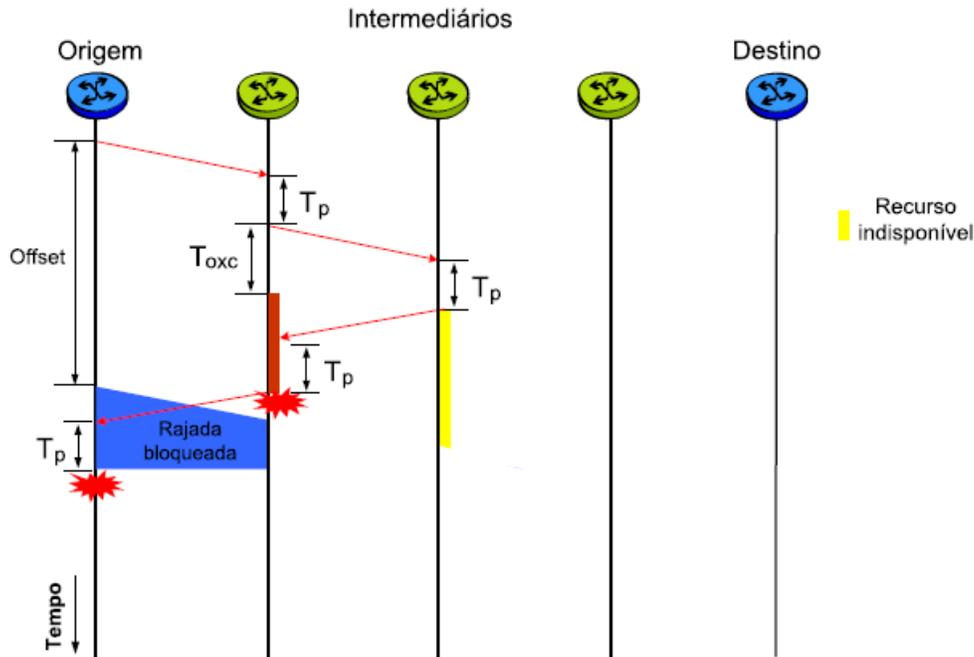


Figura 1 - Bloqueio da rajada: protocolo JIT

## 1.1 Interface gráfica

A interface gráfica foi projetada de modo a tornar a ferramenta amigável aos usuários. Existe uma janela com ferramentas necessárias para o usuário determinar a topologia da rede óptica a ser avaliada. Um outro espaço foi destinado à entrada de todas as variáveis que caracterizam, junto à topologia, o cenário a ser simulado. Uma outra janela foi desenvolvida para a plotagem dos resultados de simulação obtidos. Funcionalidades adicionais também foram implementadas para permitir salvar e abrir cenários simulados e existentes, respectivamente.

A Figura 2 apresenta a tela inicial da ferramenta. Esta tela é destinada a entrada da topologia da rede OBS. A ferramenta disponibiliza ao usuário quatro botões como recurso para a construção da topologia. Um botão é responsável pela inserção de nós comutadores na topologia. Um segundo botão permite criar os enlaces entre pares de nós. Para cada novo enlace o usuário irá

definir uma distância em Km. O terceiro botão permite mover os nós. E por fim, um quarto botão permite apagar nós e enlaces.

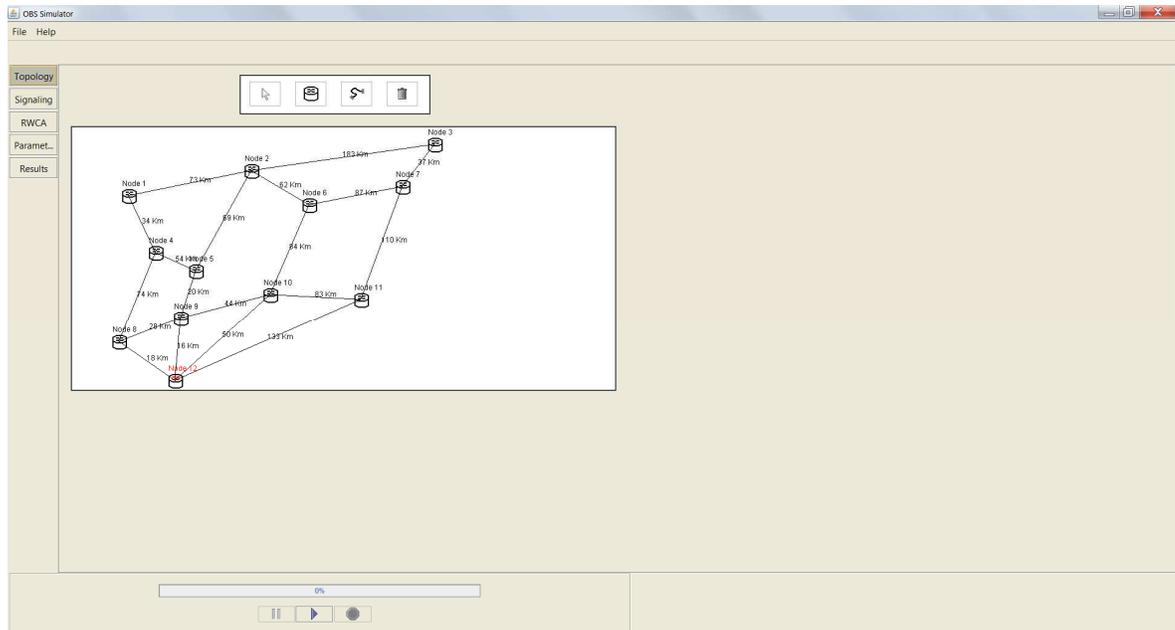


Figura 2 - Janela de entrada da topologia

A Figura 3 apresenta a segunda tela da ferramenta. Nesta tela o usuário poderá escolher o protocolo de sinalização que será utilizado na simulação. Para este trabalho foi implementado apenas o protocolo de sinalização JIT. No entanto, a ferramenta foi construída em uma estrutura que possibilita a sua extensão. Ainda na tela destinada ao protocolo de sinalização, existe uma figura que ilustra o funcionamento de cada um dos protocolos implementados. O objetivo é apresentar o esquema de funcionamento do protocolo e algumas variáveis que serão importantes na tela a seguir, responsável pela configuração dos parâmetros de simulação.

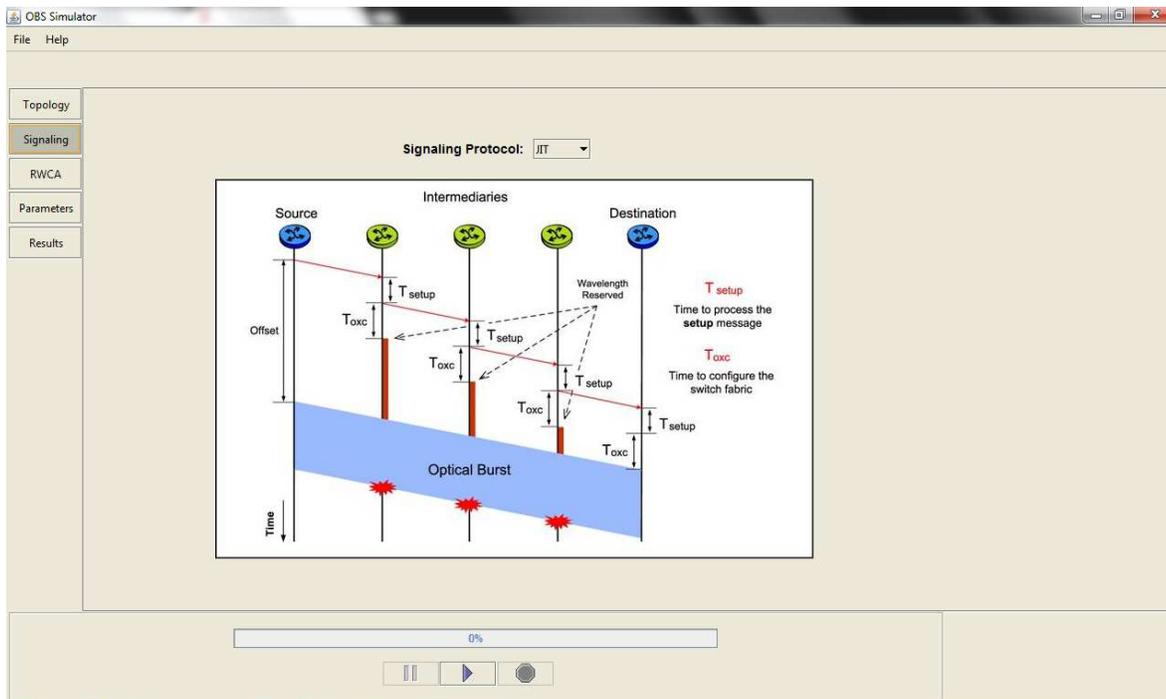


Figura 3 - Janela de entrada do protocolo de sinalização

A Figura 4, mostra a terceira tela a da ferramenta, responsável pela escolha das heurísticas de atribuição de códigos e comprimentos de onda (RWCA) propostas e demonstradas na Seção 2.2.4.

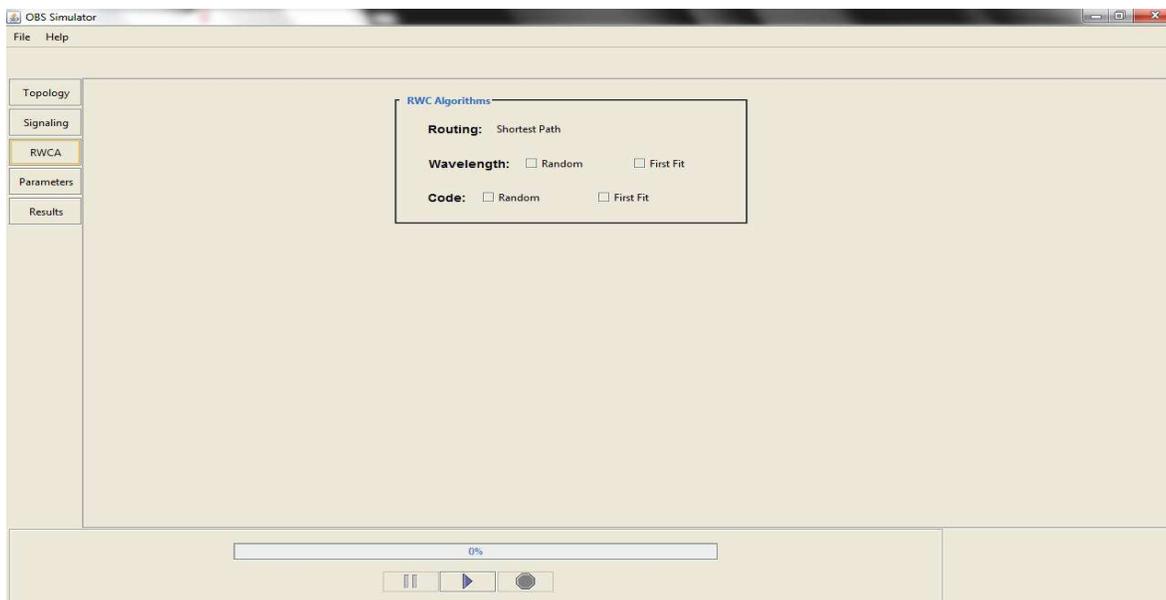


Figura 4 - Escolha das heurísticas de atribuição de recursos

A quarta tela da ferramenta, apresentada na Figura 5, é responsável pela entrada de parâmetros físicos, parâmetros do protocolo de sinalização, parâmetros de simulação e parâmetros de tráfego. Uma breve descrição dos parâmetros vistos na tela é apresentado a seguir.

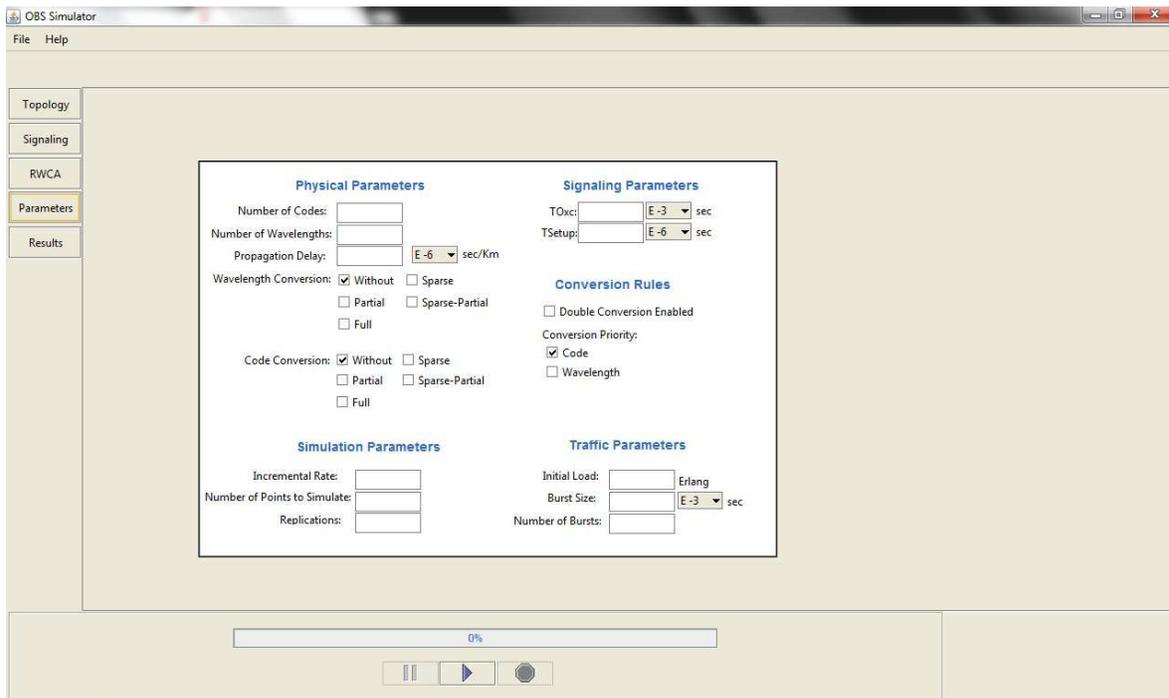


Figura 5 - Janela de entrada dos parâmetros de simulação

### **Parâmetros físicos:**

***Number of Code*** - Indica o número de códigos ópticos de cada enlace. Os enlaces são sempre bi-direcionais. Todos os enlaces serão configurados com o número de códigos inserido neste campo para cada sentido.

***Number of Wavelength*** - Indica o número de comprimentos de onda em cada enlace. Os enlaces são sempre bi-direcionais. Todos os enlaces serão configurados com o número de comprimentos de onda inserido neste campo para cada sentido.

***Propagation Delay*** - Indica o atraso de propagação por Km que o sinal será submetido. O atraso de propagação é uma característica física da fibra óptica.

**Wavelength Conversion** - O usuário possui cinco opções para configurar a arquitetura de conversão de comprimento de onda desejada: Without (WWC), Sparse, Partial, Sparse Partial (SPWC) e Full (FWC). Estas arquiteturas de conversão foram descritas na Seção 2.2.5.

**Code Conversion** - O usuário possui as mesmas opções de conversão de códigos descrita acima: Without (WOCC), Sparse, Partial, Sparse Partial (SPOCC) e Full (FOCC).

$T_{oxc}$  - Representa o tempo utilizado por cada comutador óptico da topologia para configurar a sua matriz de comutação.

$T_{setup}$  - Representa o tempo utilizado por cada comutador óptico para a leitura de uma mensagem de controle e a reserva de recursos. Neste trabalho utilizamos o termo  $T_p$  para representar o  $T_{setup}$  utilizado na ferramenta.

### **Parâmetros de simulação:**

**Incremental Rate** - Indica de quanto será o incremento na carga de tráfego da rede para cada um dos pontos a serem simulados.

**Number of points to simulated** - Indica o total de pontos a serem simulados. Cada ponto equivale a uma carga de tráfego diferente submetida na rede.

**Replication** - Indica a quantidade de vezes que cada ponto simulado será replicado, ou seja, novamente simulado. Quanto maior o número de replicações, maior será o nível de confiança dos resultados.

### **Parâmetros de tráfego:**

**Traffic Load** - Indica a carga de tráfego em Erlangs que será utilizada no primeiro ponto simulado. O número total de pontos e o incremento de carga para cada um deles são definidos nos parâmetros de simulação.

**Burst Size** - Indica o tamanho médio da rajada. O tamanho das rajadas será distribuído exponencialmente com média igual ao valor inserido neste campo. Definimos como tamanho da rajada o tempo em que uma rajada demora para ser encaminhada por um nó comutador. Este tempo é definido pela divisão do tamanho da rajada em bits pela vazão do enlace em bits por segundo.

**Number of Bursts** - Indica o número total de rajadas que serão geradas ao longo de toda a simulação. Quanto maior o número de rajadas maior será o nível de confiança dos resultados.

A Figura 6 apresenta a última tela da ferramenta, destinada aos resultados de simulação. Todos os gráficos de desempenho do simulador foram construídos com o auxílio da biblioteca JAVA JFreeChart. A biblioteca é gratuita e disponibilizada na Internet. Ao todo, o usuário pode analisar nove curvas de desempenho. Uma de cada vez. Existe a possibilidade do usuário salvar a imagem do gráfico em formato PNG ou simplesmente imprimir. Os resultados gerados também podem ser salvos em formato texto.

Neste trabalho, foi avaliado a probabilidade de bloqueio da rajada e a utilização dos conversores de códigos e comprimentos de onda. Uma breve descrição destes parâmetros é descrita a seguir.

**Probabilidade de bloqueio da rajada :** Dentre o número de rajadas determinado na tela de configuração de parâmetros, uma determinada quantidade acaba não sendo estabelecida por falta de recursos disponíveis. A probabilidade de bloqueio apresenta uma relação entre o número total de rajadas geradas e rajadas bloqueadas.

**Utilização de conversores de comprimento de onda e códigos ópticos:** A utilização de conversores de comprimento de onda e códigos ópticos, respectivamente, podem ser configurada a partir da tela de parâmetros de simulação. A ferramenta apresenta 3 curvas de desempenho relacionadas utilização de conversores: número máximo de conversores utilizados em um mesmo instante de tempo ao longo da simulação de cada nó, número médio de conversores utilizados por nó, e por fim, a taxa média de utilização dos conversores disponíveis por nó que representa uma relação entre a taxa média utilizada e o número total de conversores que cada nó possui.

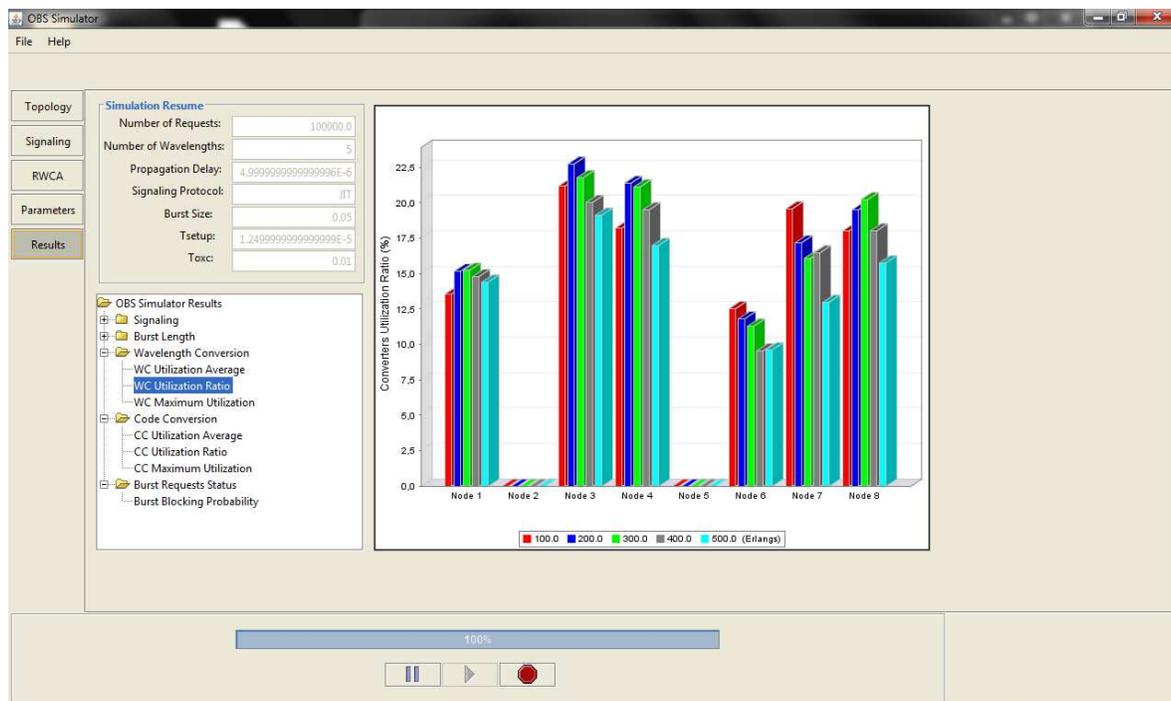


Figura 6 - Janela de resultados da ferramenta

