Universidade de São Paulo – USP
Escola de Engenharia de São Carlos – EESC
Departamento de Engenharia Elétrica
Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica

Proposta e avaliação de uma arquitetura ROADM para sistemas de transmissão O-OFDM

Rafael Jales Lima Ferreira

São Carlos
2018

Rafael Jales Lima Ferreira

Proposta e avaliação de uma arquitetura ROADM para sistemas de transmissão O-OFDM

Tese apresentada à Escola de Engenharia de São Carlos, da Universidade de São Paulo, como parte dos requisitos para obtenção do Título de doutor em Ciências, Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica.

Área de Concentração: Telecomunicações
Orientadora: Profa. Dra. Mônica de Lacerda Rocha
Coorientador: Prof. Dr. Daniel Moutinho Pataca

São Carlos
2018

Trata-se da versão corrigida da Tese. A versão original se encontra disponível na EESC/USP que aloja o Programa de Pós-Graduação de Engenharia Elétrica.

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

Ficha catalográfica elaborada pela Biblioteca Prof. Dr. Sérgio Rodrigues Fontes da
EESC/USP com os dados inseridos pelo(a) autor(a).

F136p Ferreira, Rafael Jales Lima
Proposta e avaliação de uma arquitetura ROADM para
sistemas de transmissão O-OFDM / Rafael Jales Lima
Ferreira; orientador Mônica de Lacerda Rocha;
coorientador Daniel Moutinho Pataca. São Carlos, 2018.

Tese (Doutorado) - Programa de Pós-Graduação em
Engenharia Elétrica e Área de Concentração em
Telecomunicações -- Escola de Engenharia de São Carlos
da Universidade de São Paulo, 2018.

1. OFDM Óptico. 2. arquitetura de nó. 3. eficiência
espectral. 4. economia energética. 5. transmissão com
deriva/inserção. 6. recepção coerente. I. Título.

FOLHA DE JULGAMENTO

Candidato: Bacharel **RAFAEL JALES LIMA FERREIRA**.

Título da tese: "Proposta e avaliação de uma arquitetura ROADM para sistemas de transmissão O OFDM".

Data da defesa: 26/06/2018.

Comissão Julgadora:Resultado:

Profa. Dra. **Mônica de Lacerda Rocha**
(Orientadora)
(Escola de Engenharia de São Carlos/EESC)

Aprovado

Prof. Dr. **Daniel Moulinho Pataca**
(Universidade Paulista/UNIP)

Aprovado

Prof. Dr. **Carlos Alberto de Francisco**
(Universidade Federal de São Carlos/UFSCar)

Aprovado

Prof. Dr. **Fabio Donati Simões**
(Centro de Pesquisa e Desenvolvimento em Telecomunicações/CPqD)

Aprovado

Prof. Dr. **Luiz Henrique Bonani do Nascimento**
(Universidade Federal do ABC/UFABC)

Aprovado

Coordenador do Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica:
Prof. Associado **Luís Fernando Costa Alberto**

Presidente da Comissão de Pós-Graduação:
Prof. Associado **Luís Fernando Costa Alberto**

Dedico este trabalho à minha família e amigos.

Agradecimentos

Gostaria de agradecer inicialmente, pela conquista deste trabalho, à minha orientadora, Mônica de Lacerda Rocha, porque além de cumprir sua missão, participou de todo o processo de desenvolvimento da Tese, contribuindo para a realização da bancada experimental, simulações e buscando novas referências e caminhos até alcançarmos resultados satisfatórios. Gostaria de agradecer também ao grupo de Comunicações Ópticas da Fundação CPqD, pelo suporte ao estudo dos temas relacionados à Tese e acesso aos laboratórios para realização de alguns experimentos em bancada; em especial aos pesquisadores Daniel Moutinho Pataca, pela orientação durante as reuniões realizadas e apoio na conclusão desta Tese, e Sandro Marcelo Rossi, pelo acompanhamento na parte experimental.

Este trabalho também não seria concluído sem o apoio da minha família. Durante toda a sua realização tive o privilégio de contar com o incentivo dos meus pais (Antônio Augusto e Celene Jales), e do meu avô Benedito Afonso. O esforço deles teve uma contribuição enorme para que eu continuasse com toda força até o término do trabalho. À minha namorada Raissa Milena por estar sempre ao meu lado me dando apoio e todo incentivo para seguir adiante, e pelo apoio nos vários momentos que precisei, principalmente na reta final.

Não posso esquecer-me dos amigos de São Carlos e dos colegas do Laboratório de Telecomunicações do Departamento de Engenharia Elétrica, pelos conhecimentos transmitidos, a amizade e os vários momentos de descontração e apoio, principalmente o Diego Marques Dourado, pois na reta final teve um papel importante contribuindo para o término deste trabalho. Gostaria de agradecer à Mariana Massimino Feres que, mesmo não estando mais no laboratório, não mediu esforços para me ajudar na etapa referente ao simulador de rede O-OFDM.

Aos meus grandes amigos, que mesmo estando distante, estão sempre ajudando de alguma maneira e me dando forças para continuar.

Registro também um muito obrigado à Capes (Comissão de Aperfeiçoamento de Pessoal do Nível Superior), que apoiou financeiramente o estudo realizado.

Por fim, agradeço a Deus pela saúde e paz para que durante os últimos anos eu pudesse enfrentar os desafios do Doutorado.

SUMÁRIO

Agradecimentos.....	ix
Resumo.....	xiii
Abstract	xv
Lista de Siglas e Abreviaturas	xvii
Lista de Figuras	xxi
Lista de Tabelas	xxv
1 Introdução	1
1.1 Organização	5
2 OFDM nos domínios elétrico e óptico.....	7
2.1 Fundamentos do OFDM	7
2.2 Geração do sinal O-OFDM	13
2.2.1 Cascata de moduladores Mach-Zehnder (MZM Cascade)	15
2.2.2 Recirculação com Deslocamento de Frequência (Recirculating Frequency Shifting, RFS).....	15
2.2.3 Laser de modo discreto (Discrete Mode Laser - DM).....	16
2.3 Processamento de sinal FFT/IFFT no domínio óptico	18
2.3.1 Técnicas Interferométricas	19
2.3.2 OFFT com AWG	28
2.4 Sistema O-OFDM	30
3 Processamento óptico de sinal O-OFDM QPSK para recuperação de relógio.....	33
3.1 Introdução.....	33
3.2 Recuperação de relógio em sinal O-OFDM.....	35
3.2.1 Processamento óptico não linear	37
3.2.2 Processamento óptico linear	41
3.2.3 Processamento óptico linear com uso de SOA	44
4 Processamento óptico de um sinal O-OFDM QPSK para multiplexação e demultiplexação de subportadoras.....	53
4.1 O-FFT	53
4.2 O-IFFT/O-FFT	58
5 Arquitetura ROADM para tráfego de sinais O-OFDM.....	65
5.1 Rede N-WDM	65
5.1.1 Arquiteturas ROADM com grid DWDM fixo	68
5.1.2 Tecnologia WSS: fixa e flex	68
5.1.3 Arquiteturas ROADM	70
5.2 Rede O-OFDM.....	72
5.2.1 Arquitetura ROADM O-OFDM de referência	72
5.2.2 Arquitetura ROADM O-OFDM proposta.....	75

5.3	Simulação de Rede O-OFDM	82
5.3.1	Rede O-OFDM com nós intermediários para add/drop	82
5.3.2	Processo de Simulação.....	82
5.3.3	Resultados	85
6	Conclusão.....	87
6.1	Publicações referente a Tese.....	90
6.2	Outras Publicações durante o período de realização da pesquisa	91
7	Apêndice A – Comentários adicionais	93
A.	1. Integração fotônica para O-IFFT/O-FFT.....	93
A.	2. Consumo de energia em moduladores fotônicos	95
8	Apêndice B - Simulações	99
9	Referências Bibliográficas	103

Resumo

FERREIRA, Rafael Jales Lima. **Proposta e avaliação de uma arquitetura ROADM para sistemas de transmissão O-OFDM**. 2018. 113 f. Tese (Doutorado em Engenharia Elétrica, área de concentração em Telecomunicações). Escola de Engenharia de São Carlos da Universidade de São Paulo, São Carlos, 2018.

Este trabalho tem como cenário as redes ópticas de próxima geração, por onde tráfegarão supercanais flexíveis, sincronizados e modulados a taxas variáveis que podem chegar à ordem de Terabit por segundo. Mais especificamente, focaliza o supercanal óptico gerado a partir de um único laser (laser semente) composto por portadoras ortogonais entre si, travadas em frequência e moduladas de maneira síncrona. Tal arranjo constitui um sistema de transmissão conhecido como OFDM óptico (*optical orthogonal frequency division multiplexing*, O-OFDM). Este esquema não requer banda de guarda entre canais, o que proporciona uma melhor eficiência espectral, se mantidas as condições de ortogonalidade mútua, quando comparado à técnica Nyquist WDM (*Nyquist wavelength division multiplexing*, N-WDM), usualmente reconhecida como base para os sistemas de próxima geração.

Muitos são os desafios a serem vencidos antes que a técnica O-OFDM possa ser efetivamente implantada comercialmente e esta tese busca, através de um estudo de seus princípios de funcionamento e módulos constituintes, elencar os principais obstáculos e as possíveis maneiras de superá-los. Sem pretender ser exaustivo em termos de tecnologias disponíveis para alcançar este fim, o objetivo é propor novas configurações de subsistemas e arquitetura de nó para o transmissor, o nó intermediário e o receptor coerente, capazes de executar, de forma relativamente simples no domínio óptico, as principais funcionalidades de uma transmissão ponto a ponto com nós deriva/insere intermediários. Através de simulações sistêmicas e demonstrações experimentais, como prova de conceito, dois cenários são abordados: análise do desempenho numa transmissão ponto a ponto, e operação em rede, com derivação e inserção de canal em nós intermediários.

Ao final, através de uma análise qualitativa, é feita uma estimativa de componentes e subsistemas necessários para tornar a transmissão de sinais O-OFDM implementável por tecnologias de fotônica integrada que atenda, com eficiência espectral e economia de energia, a sempre crescente demanda de capacidade em sistemas de transmissão óptica.

Palavras-chave: OFDM Óptico. Arquitetura de nó. Eficiência espectral. Economia energética. ROADM. Recepção coerente. Processamento óptico de sinal.

Abstract

FERREIRA, Rafael Jales Lima. **Proposal and evaluation of a ROADM architecture for O-OFDM transmission systems**. 2018. 113 f. Thesis (Doctorate in Electrical Engineering, emphasis on Telecommunications). Escola de Engenharia de São Carlos da Universidade de São Paulo, São Carlos, 2018.

This work focuses on the scenario of next generation optical networking, where flexible optical superchannels will propagate modulated at variable rates that can reach terabits per second. More specifically, it focuses on the optical superchannel generated from a single laser (seed laser) composed of orthogonal carriers, which are frequency-locked and synchronously modulated. Such arrangement constitutes a transmission system known as optical orthogonal frequency division multiplexing (O-OFDM). This scheme does not require guard band between channels, which provides a better spectral efficiency, if the conditions of mutual orthogonality are maintained, when compared to the Nyquist wavelength dividing multiplexing (N-WDM) technique, usually recognized as the basis for the next generation systems.

There are many challenges to overcome before O-OFDM technique can be effectively deployed commercially and this thesis seeks, through a study of its operating principles and constituent modules, to identify the main obstacles and the possible ways of overcoming them. Without intending to be exhaustive in terms of available technologies to achieve this aim, the objective is to propose new configurations of subsystems and node architecture for the transmitter, the intermediate node and the coherent receiver, able to perform in the optical domain, in a relatively simple way, the main features a point-to-point transmission with nodes drifting/inserting intermediates. Through systemic simulations and some experimental demonstrations, as proof of concept, two scenarios are addressed: performance analysis in a point-to-point transmission, and network operation, with channel derivation and insertion at intermediate nodes.

At the end, through a qualitative analysis, an estimate of components and subsystems is made to make the transmission of O-OFDM signals implementable by integrated photonics technologies that meet, with spectral efficiency and energy savings, the ever increasing capacity demand in optical transmission systems.

Keywords: Optical OFDM. Node architecture. Spectral efficiency. Energy saving. ROADM. Coherent reception. Optical processing of signal.

Lista de Siglas e Abreviaturas

ADC	Analog-Digital Converter
AO-OFDM	All Optical Orthogonal Frequency Division Multiplexing
ASE	Amplified Spontaneous Emission
AWG	Arrayed Waveguide Grating
BER	Bit Error Rate
BPSK	Binary Phase Shift Keying
BTB	Back-to-back
CAGR	Compound Annual Growth Rate
CO-OFDM	Coherent OFDM
CMA	Constant Modulus Algorithm
CMOS	Complementary Metal-Oxide Semiconductor
CW	Continuous Wave
DAC	Digital-Analog Converter
DC	Direct Current
DFT	Discrete Fourier Transform
DI	Delay Interferometer
DM	Discrete Mode (Laser)
DPSK	Differential Phase Shift Keying
DSP	Digital Signal Processing
EAM	Electro Absorption Modulator
ECL	External Cavity Laser
EDFA	Erbium Doped Fiber Amplifier
FBG	Fiber Bragg Grating
FEC	Forward Error Corrector
FFT	Fast Fourier Transform
FPF	Fabry-Perot Filter
FPGA	Field Programmable Gate Array
FPOF	Fabry-Perot Optical Filter
FWM	Four Wave Mixing

FSR	Free Spectral Range
FT	Fourier Transform
GI	Guard Interval
HNLF	Highly Nonlinear Fiber
ICI	Inter-Carrier Interference
ICR	Integrated Coherent Receiver
IDFT	Inverse Discrete Fourier Transform
IF	Intermediate Frequency
IFFT	Inverse Fast Fourier Transform
LCoS	Liquid-Crystal-On-Silicon
I.I.D.	Independent identically distributed
ICR	Integrated Coherent Receiver
IO	Integrated Optics
IQ	In-phase Quadrature-phase
ISI	Inter-Symbol Interference
MEMS	Micro-Electromechanical System
MLL	Mode Locked Laser
MCM	Multicarrier Modulation
MZI	Mach-Zehnder Interferometer
MZM	Mach-Zehnder Modulator
NGI	Non-Guard Interval
NRZ	Non return to zero
N-WDM	Nyquist WDM
OEO	Optical-Electric-Optical
OFDM	Orthogonal Frequency Division Multiplexing
O-FFT	Optical Fast Fourier Transform
O-IFFT	Optical Inverse Fast Fourier Transform
OCG	Optical Comb Generator
O-OFDM	Optical Orthogonal Frequency Division Multiplexing
OOK	On off keying
O-RF	Optical-to-RF (conversion)
OSNR	Optical Signal to Noise Ration
PAM	Pulse Amplitude Modulation
PC	Polarization Controller

PIN	P-type Intrinsic semiconductor layer N-type (photodiode)
PLC	Planar Lightwave Circuit
PLL	Phase Locked Loop
PM	Phase Modulator
PM	Polarization Maintaining
PPLN	Periodically Poled Lithium Niobate
PSK	Phase Shift Keying
PRBS	Pseudo Random Bit Sequence
QAM	Planar Lightwave Circuit
QPSK	Quadrature Phase Shift Keying
RF	Radio Frequency
RF-OFDM	Radio Frequency Orthogonal Frequency Division Multiplexing
RF-O	RF-Optical converter
RFS	Recirculating Frequency Shift
ROADM	Reconfigurable Optical ADD and DROP Multiplexer
RZ	Return to zero
TBPF	Tunable Bandpass Filter
TIDE	Terabit Interferometric add/Drop and Extract
TNBPF	Tunable Bandpass Filter
SC	Single Carrier
SE	Spectral Efficiency
SOH	Silicon Organic Hybrid
SMF	Single mode fiber
SOA	Semiconductor Optical Amplifier
VLSI	Very Large Scale Integrated
VNI	Visual Network Index
WDM	Wavelength Division Multiplexing
WGR	Waveguide Grating Router
WSS	Wavelength Selective Switch

Lista de Figuras

Figura 1.1 - Projeção feita pela Cisco em seu relatório Visual Network Index (VNI), indicando o crescimento do tráfego global IP entre 2016 e 2021: de 96 Exabytes (EB) por mês, em 2016 para 278 EB por mês até 2021, o que resulta numa taxa de crescimento anual composta (Compound Annual Growth Rate, CAGR) de 24% [9].....	1
Figura 1.2 - Sinais multiplexados segundo as técnicas: (a) O-OFDM e (b) N-WDM representados nos domínios da frequência e do tempo. (Rs e Ts representam a taxa e a duração do símbolo, respectivamente).	2
Figura 2.1 – (a) Esquema de um sistema multiportadora genérico; (b) Esquema de um transmissor e receptor OFDM genérico para uma transmissão ponto-a-ponto [modificado a partir de [38]].	8
Figura 2.2 - Diagrama de blocos de um sistema de transmissão CO-OFDM genérico (modificado de [25]).....	12
Figura 2.3 - Cascata de moduladores Mach-Zehnder para geração de pente óptico com base em uma operação de laser de semente.....	15
Figura 2.4 - Esquema dos geradores de pente óptico com base na técnica de recirculating frequency shifting (RFS). Neste setup, um nível de ruído excessivo está presente, devido ao uso de amplificadores ópticos (EDFAs) necessários para a implementação da técnica.....	16
Figura 2.5 - Esquema dos geradores de pente óptico com base no chaveamento de ganho do laser semente.....	17
Figura 2.6 – Transmissor O-OFDM. (a) espectro medido de saída do laser, (b) espectro medido de saída após o gerador de pente óptico, (c) ilustração do espectro de saída do pente após a modulação (modificada de [46]).	18
Figura 2.7 - (a) Sinal no domínio do tempo, (b) exemplo de uma transformada rápida de Fourier tradicional de 4 pontos, (c) transformada rápida de Fourier no domínio óptico (modificada de [59]).....	20
Figura 2.8 - FFT Óptico. (a) 4 FFT simplificado, (b) simplificação de uma FFT de N=8 (modificada de [59]).....	24
Figura 2.9 - Estrutura do O-FFT (modificado de [24]).	25
Figura 2.10 - OFFT com substituição de DI por filtros ópticos. (a) Esquema de uma FFT (OFFT) óptico para $N = 4$ combinando divisores passivos e atrasos de tempo ópticos para conversão serial-paralelo. Os gates ópticos amostram o sinal óptico e o OFFT é obtido usando acopladores 2x2 e deslocamentos de fase; (b) após simplificações que eliminam redundâncias e realoca os gates,	

<p>pode ser obtido um esquema mais simplificado; (c) técnica para substituir partes do DI por um filtro óptico gaussiano de primeira ordem com uma largura suficiente para extrair uma portadora; (d) para substituir mais estágios de DI, um filtro mais estreito pode ser usado, mas a interferência e ISI podem ocorrer (modificado de [59]).</p>	27
Figura 2.11 - Função de transferência do circuito FFT (modificado de [24]).	28
Figura 2.12 - (a) Estrutura típica de AWG; (b) detalhe de seu projeto onde D é a separação de guia de onda de entrada / saída do AWG, a separação do guia de onda é d (para entrada) e d1 (para saída), e o raio das curvaturas é f (para entrada) e f1 (para saída). Aqui $d = d1$ e $f = f1$ (adaptado de [26]).	29
Figura 2.13 - Configuração de um AWG para operar como um subsistema (a) FFT e (b) IFFT (modificado de [26]).	29
Figura 2.14 - Espectro óptico de sinais (a) O-OFDM e (b) WDM.	30
Figura 2.15 - Dois exemplos para a implementação de um transmissor-receptor OFDM totalmente óptico onde o feixe OFDM é gerado por um laser configurado com modo travado (mode-locked laser, MLL): (a) utilizando um módulo OIFFT no transmissor e (b) sem a etapa OIFFT (modificado de [59]).	31
Figura 3.1 Diagrama de bloco para recuperação de relógio no domínio elétrico (modificado de [66]).	34
Figura 3.2 – Sequência de passos para recuperação de relógio utilizando um processo de FWM (modificado de [101]).	39
Figura 3.3 – Esquema para implementação do recuperador de relógio baseado em FWM com os espectros obtidos a cada etapa(modificado de [28][101], [103]).	40
Figura 3.4 - Configuração do módulo de recuperação de relógio linear num sistema de transmissão mono-canal, (a) espectro de dados de entrada, (b) espectro do relógio, (c) relógio recuperado.	45
Figura 3.5 – Configuração para avaliação das técnicas de recuperação de relógio: (a) setup de simulação. (b) diagrama em blocos do setup de simulação.	47
Figura 3.6 –Fator Q vs atenuação do sinal recebido, em configuração back-to-back, (a) sem a realização de um add/drop, (b) com a realização do add/drop e aplicação do clock recovery baseado na técnica de conversão espectral linear.	48
Figura 3.7 – log BER versus distância de transmissão, para a técnicas de conversão espectral linear (a) sem a realização do add/drop e (b) com a realização do add/drop.	49
Figura 3.8 –Curvas de BER vs OSNR, por subportadora, para comparação entre a técnicas de conversão espectral baseadas no efeito FWM e na filtragem linear. Medidas feitas em back-to-back.	50
Figura 4.1 - Montagem experimental para demonstração da funcionalidade OFFT.	54

Figura 4.2 – Espectros ópticos da bancada experimental.(a) linhas de pente ópticos gerado pelo transmissor, (b) espectro das três subportadoras selecionadas, (c) diagrama de olho na saída do gerador PRBS,(d) espectro na entrada do primeiro DI ,(e) espectro na entrada do segundo DI, (f) espectro óptico na saída do segundo DI.	55
Figura 4.3 - Resultados Experimentais (BER vs OSNR) para cada subportadora retirada pelo O-FFT no qual um estágio do DI foi substituído por um filtro passa-banda (Bandpass Filter - BPF) sintonizado em 15 e 25 GHz, (b) Constelação das três subportadoras extraídas).	56
Figura 4.4 - Bancada Experimental.	57
Figura 4.5 – Gerador de Pente Óptico (OCG) da Pilot Photonics, baseado na técnica do laser de modo discreto (ou chaveamento de ganho).....	58
Figura 4.6 - Espectro óptico na saída do OCG.	58
Figura 4.7 Montagem da Simulação para validação da bancada experimental.	59
Figura 4.8 – Espectros ópticos simulados. (A) espectro óptico obtido após o gerador de pente. (B) espectro óptico das três subportadoras selecionadas, (C) espectro óptico do supercanal modulado, (D) espectro na saída do primeiro braço da OFFT, (E) espectro óptico na saída do segundo braço da OFFT, (F) espectro de saída após o bloco IOFFT, (G) diagrama de constelação após o receptor, (H) diagrama de constelação após o DSP.....	60
Figura 4.9 - Diagrama de olho da subportadora central.....	61
Figura 4.10 - – Comparação, através das curvas de BER x OSNR, entre os resultados simulados e experimentais para a separação de 3 subportadoras.	62
Figura 4.11 - – BER x OSNR simulado para N = 4 com operação completa de extração (O-FFT) e inserção (O-IFFT).....	63
Figura 5.1. A resolução de 12,5 GHz no flexigrid permite o agrupamento de canais mais próximos, com a criação de supercanais de 400 Gb/s e 1 Tb/s. (DP-16QAM: QAM de ordem 16 com dupla polarização) (modificado de [109]).	67
Figura 5.2. Esquema de uma rede WDM baseada em ROADM (modificado de [109])	68
Figura 5.3 Vias expressa e add/drop de uma arquitetura ROADM (modificado de [109]).....	71
Figura 5.4. Arquitetura do nó TIDE totalmente óptico (Terabit Interferometric Drop, Add and Extract - TIDE) (modificado de [23]).....	75
Figura 5.5 – Arquitetura ROADM O-OFDM implementada no simulador Optisystem 13 ilustrando os espectros e constelações medidos nos pontos indicados.....	77

Figura 5.6 - Espectro do supercanal original (à esquerda) e do supercanal reconstruído (à direita) após a operação add/drop com todos os subsistemas incluídos.	77
Figura 5.7 - Espectro do supercanal original (à esquerda) em comparação com o reconstruído (à direita) após a operação add/drop sem a inclusão do bloco de sincronismo.....	78
Figura 5.8 - Diagramas de constelações das 4 subportadoras O-OFDM após análise do Receptor Coerente.	78
Figura 5.9 – Curvas de BER vs OSNR para o layout de simulação add/drop OFDM.	79
Figura 5.10 - Arquitetura proposta para montar um transmissor O-OFDM, receptor e nó O-OFDM com ROADM.....	80
Figura 5.11 - Topologia estudada e sua representação.	83
Figura 5.12 - Arquivo Pré Configurado do Optisystem.....	83
Figura 5.13 - Tabela com registros de alocação.	85
Figura 5.14 – BER vs caminho percorrido na análise de transmissão em rede com nós intermediários.	86
Figura A.7.1 - Demultiplexador OFDM de 8 canais baseado em PL, cujo layout é visto no inset (adaptado de [120]).....	94
Figura A.7.2 - Exemplo de circuito equivalente para um modulador eletro-óptico combinado com (a) carga resistiva e (b) carga capacitiva (adaptada de [121]).	96
Figura 8.1 – Configuração para as simulações com ADD/DROP.	99
Figura 8.2 - Configuração para as simulações sem ADD/DROP.	99
Figura 8.3 – Configuração para simulação da transmissão em back-2-back.....	100
Figura 8.4 – Configuração para simulação utilizando o loop de recirculação.....	100

Lista de Tabelas

Tabela 3.1 – Parâmetros de simulação para validação do setup de recuperação de relógio linear.....	45
Tabela 5.1 - Parâmetro das tabelas e suas descrições.	84
Tabela 5.2 – Caminhos na Rede	85
Tabela 8.1 – Parâmetros das Simulações	101

1 Introdução

Desde os adventos disruptivos da amplificação via fibra dopada com érbio e da multiplexação por divisão de comprimento de onda (*wavelength division multiplexing*, WDM) no início dos anos 90, tornou-se comum justificar a maior parte da pesquisa em sistemas de transmissão óptica de alta capacidade como motivada pela necessidade de atender à crescente demanda por largura de banda [1]–[3]. Hoje em dia, à medida que os serviços e as aplicações continuam a evoluir, o crescimento da demanda de largura de banda ainda mantém esse argumento válido, como ilustrado pela projeção vista na Figura 1.1, embora em um cenário mais complexo que incorpora outros requisitos igualmente importantes, como aumento da eficiência espectral (SE) e redução (ou maior controle) do consumo de energia [4]–[8].

Figura 1.1 - Projeção feita pela Cisco em seu relatório Visual Network Index (VNI), indicando o crescimento do tráfego global IP entre 2016 e 2021: de 96 Exabytes (EB) por mês, em 2016 para 278 EB por mês até 2021, o que resulta numa taxa de crescimento anual composta (Compound Annual Growth Rate, CAGR) de 24% [9].

Dentre várias tecnologias avançadas que surgiram neste contexto, duas técnicas de multiplexação destacam-se no requisito de prover a alta eficiência espectral desejada: multiplexação óptica por divisão de frequência ortogonal (*optical orthogonal frequency division multiplexing*, O-OFDM) e Nyquist WDM (N-WDM) [10], [11]. Ambas permitem a sobreposição de subportadoras nos domínios da frequência e tempo,

respectivamente, como ilustrado na Figura 1.2. Além disso, ambas são, tipicamente, associadas à detecção coerente e ao processamento digital de sinal que, por um lado, permitem atender às especificações de largura de banda, mas, por outro lado, aumentam o consumo de energia [12], [13]. Note-se que, estritamente falando, existem duas formas concorrentes de implementar um sinal OFDM no domínio óptico: uma refere-se à geração eletrônica de um fluxo de dados OFDM (RF OFDM) que irá modular a portadora óptica, técnica geralmente conhecida como OFDM coerente (*coherent* OFDM, CO-OFDM) e mais comumente investigada para aplicações de rede óptica de acesso [14]. A outra está associada à modulação de subportadoras ópticas fornecidas por um gerador de pente óptico, compreendendo assim um fluxo de dados OFDM totalmente óptico, aqui referido como O-OFDM [12].

Figura 1.2 - Sinais multiplexados segundo as técnicas: (a) O-OFDM e (b) N-WDM representados nos domínios da frequência e do tempo. (R_s e T_s representam a taxa e a duração do símbolo, respectivamente).

Apesar da reciprocidade em frequência e tempo das duas técnicas de multiplexação vistas na Figura 1.2, a proposta N-WDM, com um padrão de pulsos adequadamente formatados, no domínio da frequência, e com sobreposição de subportadoras, no domínio do tempo, provou ser uma solução mais confiável [13]. Na verdade, quando comparado ao O-OFDM, o N-WDM é uma tecnologia mais madura que requer, entre outras vantagens, um transceptor menos complexo e uma razão menor entre potências transmitidas de pico e média [13], [15]–[17]. Oferecendo a possibilidade de minimizar a ocorrência de interferências intersímbolos (*inter-symbol interference*) e

interportadoras (*inter-carrier interference*), ISI e ICI, respectivamente, técnicas baseadas em N-WDM geralmente empregam chaves/filtros seletivos de comprimento de onda (*wavelength selective switch*, WSS), para filtragem óptica e seleção de canais, com uma banda de guarda reduzida. No entanto, elas ainda exigem uma banda de guarda finita entre portadoras. Assim, em aplicações onde a necessidade de uma eficiência espectral, SE, for mais restritiva, a técnica O-OFDM pode representar uma opção mais atraente uma vez que não requer banda de guarda - pelo contrário, ela permite a sobreposição espectral de subportadoras [11], [18], [19].

Sob essa perspectiva, esta tese apresenta uma visão geral dos conceitos, desafios e abordagens tecnológicas para implementar a técnica O-OFDM. Grande parte do estudo focaliza os métodos interferométricos para o processamento óptico do sinal. Destaque é dado ao processamento óptico realizado no receptor e em nós intermediários, para derivação e inserção de subportadoras [20]–[23], de um sistema de transmissão ponto a ponto. Esta atenção especial é necessária porque, no que diz respeito aos princípios de O-OFDM, a demultiplexação, o roteamento, a adição e a extração de subportadoras ópticas deve ser realizada por mecanismos que não violem a condição de ortogonalidade entre elas. Essa é uma característica intrínseca à técnica e, portanto, requer esquemas mais sofisticados aliados ao WSS convencional.

Matematicamente, os métodos interferométricos operam de forma semelhante aos algoritmos da transformada rápida de Fourier (*fast Fourier transform*, FFT) e de transformada inversa rápida de Fourier (*inverse fast Fourier transform*, IFFT) que proporcionam uma conversão do domínio do tempo para o da frequência e da frequência para o do tempo, respectivamente. Para simplificar a implementação interferométrica nos casos em que o número de subportadoras tende a aumentar, D. Hillerkuss et al. [24] propuseram o uso de filtros ópticos combinados com acopladores ópticos, interferômetros Mach-Zehnder (Mach-Zehnder *interferometers*, MZIs), defasadores e linhas de atraso (*delay lines*, DLs) e sua proposta é explorada nesta tese com o objetivo de estudar estruturas mais compactas e de mais fácil integração. A meta final desta abordagem é introduzir um nível de abstração em uma discussão que leve em consideração os fundamentos de O-OFDM e N-WDM e desconsidere seus graus atuais de maturidade tecnológica. Isso poderia motivar a comparação entre as técnicas com base na hipótese de que ambas podem ser implementadas por tecnologias de ponta que combinam optoeletrônica, processamento de sinal nos domínios óptico e elétrico (microeletrônica) e fotônica integrada. Desse modo, seria possível estabelecer um padrão que, em última

instância, considera o consumo de energia como fator chave para determinar a técnica que deve ser empregada em projetos customizados.

Para cumprir estes objetivos, a tese se apoia numa revisão dos fundamentos da técnica OFDM no domínio elétrico (OFDM RF), necessária para a compreensão da mesma quando estudada no domínio óptico. Esta análise é ilustrada pela aplicação mais típica em redes ópticas de acesso onde um fluxo de dados OFDM RF modula uma portadora óptica e é recuperado por um receptor óptico coerente, arranjo conhecido como OFDM coerente (*coherent* OFDM, CO-OFDM). A Tese também descreve três técnicas comumente empregadas para gerar o pente óptico a partir de um laser semente e a modulação subsequente das subportadoras para gerar o feixe O-OFDM, estudo iniciado no projeto de mestrado [25] e que motivou esta tese.

A implementação da FFT e da IFFT recebem atenção especial por serem estas um dos mais importantes fundamentos que regem a operação do nó de rede cuja arquitetura será proposta. O estudo tem por base a técnica interferométrica nas implementações completa e simplificada, com menção à possibilidade de abordagens mais práticas graças à óptica integrada, como a baseada na adaptação de guias de onda do tipo *arrayed waveguide grating*, AWG [26]. Para demonstração do conceito da FFT e da técnica de Hillerkuss simplificada, a derivação de uma subportadora a partir um feixe O-OFDM com 4 subportadoras foi experimentalmente testada com componentes discretos [26], mas a instabilidade deste tipo de montagem indica que testes experimentais mais confiáveis requerem subsistemas projetados e implementados em circuitos de óptica integrada. Assim, além de comprovar o conceito, os resultados experimentais foram usados para calibrar um simulador configurado para executar a operação completa que compreende os subsistemas de transmissão, detecção, derivação (O-FFT) e inserção (O-IFFT) [27].

Outro foco da tese trata do sincronismo entre as subportadoras e da recuperação do relógio a partir de subportadoras moduladas em fase. Neste estudo, uma técnica, já demonstrada para aplicações de O-OFDM, baseada na mistura de quatro ondas (FWM) e no uso de amplificadores ópticos a semicondutor [28] [29], é simplificada pela combinação com outra técnica, também conhecida mas ainda não aplicada a sistemas O-OFDM, baseada na filtragem óptica [30]. O esquema proposto pode levar a esquemas mais simplificados capazes de prover resultados semelhantes utilizando menos componentes e consumindo menos energia.

Uma nova arquitetura de nó, semelhante em funcionalidades básicas a algumas arquiteturas encontradas na literatura [31], [32], mas original em termos dos subsistemas que emprega, é proposta para a operação em rede com deriva-insere. Estes novos subsistemas sendo incorporados em um módulo ROADM (*reconfigurable optical add and drop multiplexer*) tradicional são, portanto, habilitadores das funcionalidades necessárias para uma transmissão de sinais O-OFDM.

Finalmente, apresenta-se uma breve discussão sobre custo e consumo de energia em dispositivos implementados com tecnologias modernas de fotônica integrada, mais especificamente os moduladores integrados em silício [33], [34]. Estes são componentes importantes em vários subsistemas do arranjo proposto e um projeto otimizado dos mesmos pode ser crítico para que o O-OFDM se torne uma técnica competitiva e economicamente viável [35].

A metodologia para os estudos realizados teve como ponto de partida uma revisão bibliográfica que levou à realização de estudos teóricos de subsistemas e sistemas de transmissão configurados no simulador Optisystem 13.3. Para testes de camada física numa operação em rede o simulador incorporou, através de uma sub-rotina desenvolvida para este fim, um módulo de “deriva-insere O-OFDM” implementado em Matlab. Para demonstração das técnicas O-FFT/O-IFFT, estudos experimentais foram realizados nos Laboratório de Comunicações Ópticas da Fundação CPqD, o que permitiu a calibração dos *setups* de simulação.

1.1 Organização

O trabalho está organizado em seis capítulos e um apêndice. O **Capítulo 1** foi direcionado a introduzir o tema da pesquisa e o problema a ser investigado, bem como apresentar as motivações, objetivos e metodologia do projeto.

O **Capítulo 2** apresenta uma revisão dos fundamentos da técnica OFDM, com ênfase na transformada rápida de Fourier e sua implementação no domínio elétrico e, principalmente, no domínio óptico. Este capítulo também descreve três técnicas comumente empregadas para geração do feixe O-OFDM.

O **Capítulo 3** endereça as questões relativas ao sincronismo entre subportadoras nos supercanais e à recuperação de relógio nos receptores e nós intermediários via processamento óptico não linear e linear. Como contribuição neste tema, é proposto o uso

de esquema linear para a recuperação de relógio em sistemas O-OFDM com modulação QPSK (*quadrature phase shift keying*), e os resultados obtidos comprovam sua eficiência.

O **Capítulo 4** apresenta os resultados simulados e experimentais dos subsistemas O-FFT e O-IFFT, necessários para viabilizar a proposta de uma arquitetura para nós intermediários com operação de roteamento e deriva-insere.

O **Capítulo 5** apresenta a proposta de arquitetura para um ROADM/O-OFDM que emprega os subsistemas estudados nos capítulos 3 e 4. Em seguida, descreve o sistema de simulação criado para permitir acoplar, ao simulador de transmissão, uma rede em malha que conecta sistemas de transmissão ponto a ponto por meio de nós intermediários, configurados com os subsistemas propostos nos capítulos 3 e 4. Os resultados obtidos são apresentados, seguidos de uma breve discussão sobre os mesmos.

O **Capítulo 6** conclui o trabalho apresentando um resumo dos resultados da tese e propõe um mapeamento dos subsistemas necessários para a adoção da técnica O-OFDM em sistemas ópticos de próxima geração. Ao final, apresenta algumas sugestões para trabalhos futuros.

O **Apêndice A** comenta sobre alguns aspectos do consumo de energia em moduladores integrados, fundamentais para a implementação prática de um ROADM O-OFDM, e encerra a tese com a ilustração de uma demonstração prática, recentemente publicada, da operação O-FFT realizada por um circuito fotônico integrado.

2 OFDM nos domínios elétrico e óptico

Um sinal gerado pela técnica de multiplexação por divisão de frequência ortogonal compreende subportadoras, elétricas ou ópticas, que têm uma separação de frequência igual à sua taxa de modulação. Tais subportadoras podem ser demultiplexadas sem diafonia (*crosstalk*), geralmente por meio de uma transformada discreta de Fourier (*discrete Fourier transform*, DFT), implementada no domínio elétrico ou óptico.

Este capítulo revisa os princípios do OFDM e ilustra, inicialmente, sua implementação num esquema híbrido, onde um feixe OFDM elétrico modula a portadora óptica. Após apresentar três técnicas para geração de um feixe OFDM no domínio óptico, descreve as técnicas utilizadas para multiplexar e demultiplexar as subportadoras no domínio óptico.

2.1 Fundamentos do OFDM

O conceito de OFDM foi introduzido pela primeira vez em 1966 por R.W. Chang, enquanto o termo "OFDM" apareceu pela primeira vez na patente de Chang, em 1970 [36]. As aplicações com mais potencial da técnica, no entanto, só seriam exploradas completamente após a evolução da tecnologia de circuitos integrados ao ponto de serem capazes de suportar o esforço computacional necessário para uma implementação OFDM. Isso se tornou possível com o advento de aplicações digitais de banda larga e chips CMOS integrados de larga escala (*Very Large-Scale Integrated* - VLSI), na década de 1990. Desde então, a técnica OFDM tem sido amplamente investigada principalmente no contexto de aplicações de RF [32], [37].

Os fundamentos da técnica no domínio elétrico permanecem os mesmos no domínio óptico, mas a tradução de um sinal RF OFDM, que irá se propagar por um meio cabeado (metálico) ou, mais tipicamente, sem fio, em sua contraparte óptica, que se propagará através de uma fibra óptica, não pode ser feita por uma correlação direta. Isso é devido às diferenças intrínsecas entre os canais de comunicação e os efeitos de

propagação linear e não linear que eles induzem. Em um regime de propagação linear, esse seria o caso, por exemplo, para os múltiplos caminhos que sofrem um processo de espalhamento Rayleigh em um meio sem fio típico, enquanto que no meio óptico a dispersão de fase é causada pela dispersão cromática da fibra, que afeta a propagação de múltiplas subportadoras de uma maneira diferente [38], [39]. Embora cite tais efeitos lineares, este capítulo não aborda em detalhes como eles são tratados no transmissor e no receptor. Em vez disso, o capítulo se concentra principalmente em conceitos gerais e em uma formulação matemática simplificada, relacionados à geração e recepção de um sinal RF OFDM genérico, por meio de técnicas de processamento de sinal digital associadas à transformada de Fourier.

O OFDM é uma classe especial de transmissão em paralelo, às vezes denominada modulação multiportadora (*multicarrier modulation* - MCM). Conceitualmente ilustrado na Figura 2.1(a), uma estrutura genérica de MCM emprega um multiplicador complexo, do tipo Modulador IQ/demodulador IQ (*In-phase/Quadrature-phase*) e requer um detector ideal para cada subportadora com um filtro que corresponda à forma de onda da subportadora ou, alternativamente, um correlator compatível com a subportadora, conforme indicado na Figura 2.1 [38], [39].

Figura 2.1 – (a) Esquema de um sistema multiportadora genérico; (b) Esquema de um transmissor e receptor OFDM genérico para uma transmissão ponto-a-ponto [modificado a partir de [38]].

Um MCM clássico assume sinais de banda ilimitada que não se sobrepõem e que são gerados por um grande conjunto de osciladores e filtros em ambas as extremidades do

canal de comunicação. A principal desvantagem desta abordagem é a largura de banda excessiva que requer, pois o espaçamento do canal tem que ser um múltiplo da taxa de símbolos, o que reduz a eficiência espectral do sistema. O OFDM, pelo contrário, pode ser implementado por um conjunto de sinais ortogonais que se sobrepõem espectralmente, onde a ortogonalidade se origina de uma correlação entre subportadoras.

De acordo com a notação na Figura 2.1(a), para um sinal transmitido, $s(t)$, c_{ki} é o i -ésimo símbolo de informação na k -ésima subportadora. Desta forma, s_k é a forma de onda correspondente à k -ésima subportadora. Supondo que N_{sc} seja o número de subportadoras, f_k é a frequência da subportadora, T_s é o período do símbolo, e $P(t)$ é a função de modelagem do pulso, segue-se que [38]:

$$\begin{aligned} s(t) &= \sum_{i=-\infty}^{+\infty} \sum_{k=1}^{N_{sc}} c_{ki} s_k(t - iT_s) \\ s_k &= \Pi(t) e^{j2\pi f_k t} \\ \Pi(t) &= \left\{ \begin{array}{l} 1, (0 < t \leq T_s) \\ 0, (t \leq 0, t > T_s) \end{array} \right\} \end{aligned} \quad (2.1)$$

Para um sinal recebido, $r(t)$, no domínio do tempo, o símbolo de informação detectado c'_{ki} na saída do correlator é então dado por [38]:

$$c'_{ki} = \frac{1}{T_s} \int_0^{T_s} r(t - iT_s) s_k^* dt = \frac{1}{T_s} \int_0^{T_s} r(t - iT_s) e^{-j2\pi f_k t} dt \quad (2.2)$$

Em uma abordagem de sistema com multiportadoras, um fluxo de dados em série com alta taxa de modulação é dividido em um conjunto de subfluxos de baixa taxa, cada um dos quais é modulado em uma subportadora individual (*Single Carrier - SC*). Em outras palavras, um único fluxo de dados é transmitido através de uma série de SCs de taxas mais baixas, de modo que a largura de banda das SCs se torne pequena em comparação com a largura de banda de todo o canal.

O fundamento do OFDM é, então, a possibilidade da superposição espectral em um conjunto especial de frequências mutuamente ortogonais, o que, assim, proporciona a alta eficiência espectral desejada. A ortogonalidade se origina de uma correlação entre duas SCs dada por [38]:

$$\delta_{kl} = \frac{1}{T_s} \int_0^{T_s} s_k s_l^* dt = \frac{1}{T_s} \int_0^{T_s} \exp(j2\pi(f_k - f_l)t) dt = \exp(j\pi(f_k - f_l)T_s) \frac{\text{seno}(\pi(f_k - f_l)T_s)}{\pi(f_k - f_l)T_s} \quad (2.3)$$

na qual a condição de ortogonalidade afirma que [38]:

$$f_k - f_l = m \frac{1}{T_s} \quad (2.4)$$

A Figura 2.1(b) ilustra outros conceitos que fundamentam o OFDM. O primeiro afirma que os bancos de moduladores e demoduladores I/Q, que de outra forma seriam necessários, podem ser substituídos por algoritmos de processamento de sinal. Nesse caso, a transformada discreta inversa de Fourier (IDFT) e os algoritmos de transformada discretas direta de Fourier (DFT) podem ser usados para, respectivamente, modular e demodular os dados transportados pelas SC ortogonais. Para demonstrar este princípio, substituímos N_{sc} por N e assumimos que $s(t)$ é amostrado em cada intervalo T_s / N . A m -ésima amostra de $s(t)$ pode então ser escrita como [38]:

$$s_m = \sum_{k=1}^N c_k \cdot e^{j2\pi f_k \frac{(m-1)T_s}{N}} \quad \text{onde } f_k = \frac{k-1}{T_s} \quad (2.5)$$

Usando a condição de ortogonalidade (2.4), em (2.5), obtemos [38]:

$$s_m = \sum_{k=1}^N c_k \cdot e^{j2\pi f_k \frac{(m-1)T_s}{N}} = \sum_{k=1}^N c_k \cdot e^{j2\pi \frac{(k-1)(m-1)}{N}} = \mathfrak{F}^{-1}\{c_k\} \quad (2.6)$$

No qual $\mathfrak{F}$ se refere à transformada de Fourier. Da mesma forma, no receptor, se o sinal recebido $r(t)$ for amostrado em cada intervalo T_x / N , teremos [38]:

$$c'_k = \mathfrak{F}\{r_m\} \quad (2.7)$$

De (1.6) e (1.7) percebemos que $s(t)$ corresponde ao N -ésimo ponto da IDFT de c_k , e o símbolo de informação recebida corresponde ao N -ésimo ponto da DFT do sinal recebido. Observe que, para uma implementação prática de DFT/IDFT, dois dispositivos também são essenciais: um conversor digital-analógico (DAC), que converte o valor

discreto de s_m para o valor analógico contínuo de $s(t)$ e um conversor analógico/digital (ADC), que converte o sinal recebido contínuo $r(t)$ para a amostra discreta r_m .

Este esquema pode ser implementado com relativa simplicidade usando o algoritmo rápido da transformada de Fourier (*fast Fourier transform*, FFT). Essa simplicidade vem da eficiência computacional do algoritmo. Na verdade, desde a formulação de Cooley e Tukey em 1965, o algoritmo FFT tornou-se uma ferramenta computacional popular. Isso ocorre porque é capaz de reduzir a complexidade da computação de uma DFT de $O(N^2)$ para $O(N \log N)$. Nesta representação, N corresponde ao tamanho dos dados e o “O” maiúsculo é uma notação classificatória do tempo de execução computacional e/ou requisitos de espaço [40].

Outro princípio fundamental ilustrado na Figura 2.1(b) é a introdução, no domínio do tempo, de um prefixo cíclico conhecido como Intervalo de Guarda (*Guard Interval* - GI) para compensar o efeito causado por um canal dispersivo. Como consequência da sua utilização, o sinal transmitido torna-se periódico e um efeito dispersivo no tempo (no canal sem fio ou no óptico) torna-se equivalente a uma convolução cíclica, descartando o GI no receptor. Uma desvantagem desta técnica é a redução de eficiência na potência transmitida, uma vez que o intervalo de guarda redundante também deve ser transmitido [39].

No receptor, a equalização (mapeamento de símbolos) é necessária para a detecção dos dados tornar-se uma multiplicação do elemento da saída DFT pelo inverso do canal estimado (estimação de canal). Para esquemas de modulação de fase, a multiplicação pelo complexo conjugado da estimativa do canal pode fazer a equalização. A detecção diferencial também pode ser aplicada onde o símbolo de SCs adjacentes ou símbolos OFDM subsequentes são comparados para recuperar os dados [39].

Do lado de um receptor OFDM, é importante destacar que a sincronização de tempo e frequência das subportadoras é questão de alta relevância porque estas informações são responsáveis por, respectivamente, identificar o início do símbolo OFDM e alinhar as frequências dos osciladores locais nos moduladores e demoduladores. Se qualquer uma dessas tarefas de sincronização não for realizada de forma eficiente e

precisa, a ortogonalidade das SCs pode ser perdida, ou pelo menos parcialmente perdida, o que aumentará as penalidades causadas por ISI e ICI [39].

Em resumo, a Figura 2.2 apresenta um diagrama conceitual para implementar um sistema híbrido de transmissão do tipo CO-OFDM. O arranjo compreende cinco blocos funcionais: transmissor RF-OFDM, conversor RF para óptico (RF-O *up converter*), enlace óptico, conversor óptico para RF (O-RF *down-converter*) e receptor RF-OFDM.

Figura 2.2 - Diagrama de blocos de um sistema de transmissão CO-OFDM genérico (modificado de [25]).

Para esta configuração básica, assume-se um regime de propagação linear pela fibra óptica, bem como uma operação linear nos blocos de conversão RF/óptico e óptico/RF. Conforme ilustrado, os dados digitais de entrada no lado Tx são primeiro convertidos de serial para paralelo para um bloco de bits consistindo de símbolos N_{sc} , em que cada símbolo consiste em múltiplos bits para codificação m -ary. Esses símbolos são mapeados em um sinal complexo bidimensional c_{ki} . O sinal RF OFDM no domínio do tempo é obtido através do IDFT de c_{ki} . Em seguida, um intervalo de proteção é inserido

para evitar a dispersão do canal. O sinal digital é então convertido em uma forma analógica através de um DAC e filtrado por um filtro passa-baixa que remove o efeito alias do sinal [39].

O módulo subsequente, RF-O *up-converter*, transfere o sinal de banda base para o domínio óptico usando um modulador óptico IQ que inclui um par de moduladores Mach-Zehnder (MZMs) com um deslocamento de fase de 90 graus entre si. O sinal OFDM RF de banda base é diretamente convertido no domínio óptico. Depois de atravessar o meio óptico, o sinal CO-OFDM é então alimentado no O-RF *down-converter*, onde é convertido novamente em um sinal RF-OFDM. A Figura 2.1(b) mostra a arquitetura do *down-converter* na qual a frequência intermediária (*intermediate frequency*, IF) está próxima de DC. No receptor RF-OFDM, o sinal IF é primeiro amostrado com um ADC. O sinal passa então pelos três níveis de sincronização: (i) sincronização da janela DFT, onde os símbolos do RF-OFDM são formatados corretamente para evitar ISI; (ii) sincronização de frequência, onde o deslocamento de frequência é estimado, compensado e, se possível, ajustado para um pequeno valor no início; (iii) recuperação da subportadora, onde cada subportadora é estimada e compensada [38].

A técnica OFDM pode fornecer uma melhor eficiência espectral, distribuindo dados sobre um conjunto de subportadoras ortogonais que se sobrepõem parcialmente no domínio da frequência. Os formatos de modulação tais como modulação de amplitude em quadratura (QAM) e modulação por deslocamento de fase (PSK), dentre outros, podem aumentar ainda mais a taxa de transferência do sistema através da transmissão de múltiplos bits sobre um único símbolo. Neste caso, o receptor deve apresentar uma maior sensibilidade, pois a informação pode ser afetada ainda mais pelo ruído de fase [41].

2.2 Geração do sinal O-OFDM

A necessidade do aumento da taxa de símbolo e da eficiência espectral têm motivado vários estudos sobre supercanais ópticos, que são agrupamentos de canais ópticos (portadoras ou subportadoras) modulados e detectados individualmente e multiplexados com pouca ou nenhuma banda de guarda entre si [42]. A abordagem onde as múltiplas portadoras têm origem em uma única fonte laser é uma solução popular que

permite alcançar as altas capacidades com mais alta eficiência espectral e taxas de bits por canal através da multiplexação por divisão de frequência ortogonal (OFDM).

Uma maneira de obter uma transmissão com altas taxas de dados por fibra óptica é utilizar as multiportadoras ortogonais coerentes, também conhecida como *Coherent WDM* (CO-WDM), que utilizam uma única fonte laser (desta forma, as subportadoras terão coerência de fase) para gerar múltiplas portadoras no domínio óptico. O sinal de várias subportadoras geradas a partir de um único laser (semente), moduladas a taxas individuais mais baixas e com alta taxa total resultante, travadas em fase e moduladas de modo síncrono é normalmente conhecido como supercanal. A possibilidade de operar com apenas uma fonte óptica representa uma questão relevante para que a técnica O-OFDM seja vantajosa em relação à N-WDM, onde a operação de múltiplas fontes de laser é obrigatória. Neste contexto, um desafio para o projeto de um sistema O-OFDM é criar uma fonte óptica multiportadora estável onde a condição de ortogonalidade seja sempre garantida.

Uma vez que as subportadoras assim geradas estejam sobrepostas, a interferência entre elas pode ser eliminada evitando-se mudanças de frequência de canais adjacentes, o que impõe outro desafio, que é o de separar adequadamente as subportadoras para o processamento individual. Assim, o processamento correto de uma subportadora selecionada do supercanal exige que, pelo menos, quatro condições sejam atendidas simultaneamente [43]:

- (a) A separação entre os canais deve ser igual à taxa de símbolos de modulação de cada portadora;
- (b) Os símbolos, nas portadoras moduladas, devem estar alinhados no tempo;
- (c) A largura de banda do transmissor deve ser grande o bastante para acomodar as portadoras;
- (d) Uma taxa de amostragem e uma filtragem *anti-aliasing* devem ser aplicadas.

A partir das condições citadas acima, segue-se que, para uma taxa de símbolo total dada, quanto maior o número de subportadoras menor a diferença entre sua separação de frequência, ou seja, menor a separação entre elas e, conseqüentemente, menor a taxa de símbolos que modula cada uma delas. Assim, é importante gerar portadoras estáveis, sem variação do intervalo de frequência entre elas e com a mesma taxa de transmissão.

Embora um processo completo de geração O-OFDM seja submetido a duas etapas básicas: geração de um pente ótico e modulação de subportadoras, esta seção está

mais concentrada no estágio de geração de pente óptico. Em trabalhos anteriores, foi analisado com mais detalhes, tanto experimentalmente quanto teoricamente [44], [45], três técnicas de geração do pente óptico tipicamente propostas na literatura para esta aplicação:

2.2.1 Cascata de moduladores Mach-Zehnder (MZM Cascade)

Ilustrada na Figura 2.3, esta técnica é comumente usada para gerar sinais de duas a cerca de onze subportadoras - essa limitação é determinada pela largura de banda eletro-óptica dos MZMs e pela amplitude máxima do sinal de RF (*driver*). Nesta abordagem, dois ou mais moduladores em cascata são conduzidos por ondas elétricas senoidais controladas por fase (sintonizadas nas mesmas frequências de RF). É importante notar que não apenas os moduladores MZ podem ser conectados em cascata, a configuração pode incluir uma cascata de moduladores de fase (*Phase Modulator* - PM), ou uma combinação de PMs e MZs.

O ponto importante aqui é que cada modulador produzirá um conjunto de bandas laterais deslocadas pela frequência de RF aplicada sobre os mesmos. Outro aspecto importante é que, para manter a relação óptica de sinal/ruído global (OSNR) equalizada, a amplitude de cada subportadora terá que ser controlada individualmente, posteriormente.

Figura 2.3 - Cascata de moduladores Mach-Zehnder para geração de pente óptico com base em uma operação de laser de semente.

2.2.2 Recirculação com Deslocamento de Frequência (*Recirculating Frequency Shifting, RFS*)

A Figura 2.4 apresenta uma técnica baseada na conversão da frequência produzida pela modulação de banda lateral única, que permite a geração de um grande número de portadoras altamente estáveis. Na técnica RFS, o sinal óptico gerado pela

fonte laser (cw) é deslocado em frequência dentro de um anel de recirculação devido a um processo de modulação analógica cumulativo.

Figura 2.4 - Esquema dos geradores de pente óptico com base na técnica de recirculating frequency shifting (RFS). Neste setup, um nível de ruído excessivo está presente, devido ao uso de amplificadores ópticos (EDFAs) necessários para a implementação da técnica.

Em uma configuração básica, o gerador de pente óptico (*optical comb generator*, OCG) consiste em um laser semente, um acoplador óptico 2x2, um modulador MZ duplo, um amplificador de fibra dopada com érbio (EDFA), para compensar as perdas do anel, e um filtro óptico, para limitar o número de subportadoras geradas e o nível de ruído amplificado de emissão espontânea (ASE) dentro do anel.

O sinal óptico cw é injetado continuamente no anel de recirculação através de uma das portas de entrada do acoplador. Após cada viagem de ida e volta, parte do sinal sai do anel e parte retorna a ele. No circuito, o modulador é controlado eletricamente por duas ondas RF senoidais mutuamente ortogonais. Os seus pontos de polarização são ajustados de forma a gerar um sinal com portadora suprimida e banda lateral única (SSB-SC), que é então amplificado e filtrado. Observe que a saída do filtro é recombinada com o sinal do laser semente, na entrada do acoplador, de modo que a cada ida e volta novas linhas de pente possam ser geradas continuamente enquanto a saída do modulador é deslocada continuamente pela frequência de RF aplicada ao modulador. Após muitas viagens de ida e volta, as linhas de pente inicial são totalmente deslocadas para fora da faixa de filtro; no entanto, o processo garante que novas linhas de pente sejam geradas continuamente dentro da faixa do filtro.

2.2.3 Laser de modo discreto (*Discrete Mode Laser - DM*)

Neste esquema, uma onda senoidal é diretamente injetada na cavidade de um laser semiconductor, como ilustrado na Figura 2.5, de maneira semelhante ao chaveamento

de ganho em lasers semicondutores, resultando no travamento de fase na saída do pente assim gerado. Em comparação com as abordagens anteriores, esta é relativamente mais simples e de menor custo. Nesta implementação, um sinal de RF senoidal é amplificado e aplicado diretamente em um laser projetado para aplicações de modulação direta. Sua amplitude é ajustada para a relação sinal ruído óptica desejada (*Optical to Signal to Noise Ratio* - OSNR).

No esquema ilustrado na Figura 2.6, um laser de onda contínua é chaveado por um sinal senoidal e, uma vez que o pente tenha sido gerado, suas linhas são equalizadas individualmente por um conjunto de atenuadores variáveis (*variable optical attenuators*, VOAs) colocados entre o demux e o mux vistos na Figura 2.3.

Figura 2.5 - Esquema dos geradores de pente óptico com base no chaveamento de ganho do laser semente.

Em síntese, independente da técnica empregada, o *Optical Comb-Generator* (OCG) representa o núcleo de um módulo transmissor O-OFDM, conforme indicado na Figura 2.6. A Figura 2.6(a) ilustra uma configuração adequada para uma investigação de laboratório porque, na segunda etapa (modulação de subportadoras), as subportadoras são moduladas com a mesma sequência de dados. Além disso, antes da etapa de modulação, o esquema da Figura 2.6 também mostra um método para ajustar as amplitudes das subportadoras através de VOAs visando a equalização de amplitude do supercanal.

Figura 2.6 – Transmissor O-OFDM. (a) espectro medido de saída do laser, (b) espectro medido de saída após o gerador de pente óptico, (c) ilustração do espectro de saída do pente após a modulação (modificada de [46]).

É importante lembrar que a ortogonalidade entre subportadoras é assegurada através do processo de modulação. Após realizada a modulação, um acesso sem maiores perdas a qualquer subportadora requer uma montagem especial para processamento de sinal via transformada de Fourier totalmente óptica. Esta etapa será descrita na próxima seção.

2.3 Processamento de sinal FFT/IFFT no domínio óptico

Os eventos no domínio do tempo podem ser relacionados a eventos no domínio da frequência através da transformada de Fourier: passar do tempo para a frequência requer a própria transformada de Fourier, enquanto o processo inverso requer a transformada inversa de Fourier. Este procedimento pode ser implementado em várias versões e a escolha de qual usar depende da aplicação pretendida. Uma dessas aplicações é o processamento de sinal realizado com um sinal amostrado. No limite, para um grande espectro que tende a infinito, o processo de amostragem faz com que sinais diferentes se tornem indistinguíveis, um efeito conhecido como *aliasing*. Por outro lado, no domínio do tempo, os sinais não limitados no tempo levam a um processamento que requer um espaço de armazenamento infinito. Esse problema duplo pode ser evitado usando a transformada de Fourier discreta (*discrete Fourier transform*, DFT), na qual os sinais são

amostrados nos domínios do tempo e da frequência. A transformada rápida de Fourier (FFT) é meramente um método matemático rápido para aplicações computacionais de DFT. Neste contexto, o RF-OFDM tornou-se uma técnica importante com a alta capacidade de circuitos integrados modernos (principalmente a partir de meados da década de 90) para gerar este tipo de sinal multiportadora usando o algoritmo inverso da FFT, ou seja, a IFFT, e para reverter o processo, no receptor, usando a transformada direta, ie, a FFT [40].

De forma semelhante, mas não direta, a abordagem totalmente óptica, ou O-OFDM, depende da maturidade de uma tecnologia viabilizadora, que possa permitir que ela se torne tão popular como o RF-OFDM. Tal popularização da técnica, por inferência, deve ser relacionada à contrapartida óptica do algoritmo FFT implementado por um circuito integrado óptico. O uso de ótica integrada (*integrated optics*, IO) para implementar o algoritmo FFT no domínio óptico foi sugerido por Marhic et al., em 1987 [47], embora na época a tecnologia IO não fosse suficientemente madura para demonstrações práticas. Mais tarde, em 2001, Siegman et al. propôs uma solução mais viável para a obtenção do DFT de uma matriz óptica amostrada que atravessava uma combinação de acopladores ópticos 3 dB e de deslocadores de fase ópticos [48]. Apesar da dificuldade de ser implementada e estabilizada em montagens discretas, essas estruturas interferométricas têm sido estudadas para o processamento de sinais O-OFDM desde então [49]–[56].

Como o projeto de tais estruturas pode tornar-se muito complexo à medida que aumenta o número de subportadoras, em 2010 Hillerkuss et al. propuseram uma simplificação no método interferométrico que veio a se constituir numa base para o projeto de esquemas confiáveis e menos complexos visando soluções mais econômicas [24]. Nessa mesma linha de aplicação, em 2011, Wang et al. propuseram o uso de grades de guia de ondas convencionais (*arrayed waveguide gratings* - AWG) como filtros espectrais integrados para executar as funções FFT/IFFT ópticas. A proposta de Wang é promissora porque, em comparação com outros circuitos ópticos FFT/IFFT, os AWGs atendem ao requisito de serem estruturas menos complexas, especialmente para um grande número de entradas e saídas [26].

2.3.1 Técnicas Interferométricas

A transformada rápida de Fourier (FFT) é um método eficiente para calcular a transformada discreta de Fourier (DFT) para um número de amostras no tempo, N . Assim,

seja um sistema com entradas, saídas e amostras de tempo N , onde $N = 2^p$ e p é um número inteiro. Além disso, considere que x_p representa a amostra de séries temporais de um sinal $x(t)$, tomado ao longo de um período T e X_m são os componentes espectrais complexos correspondentes repetidos com um período T . A DFT com N pontos transformando as N entradas x_n em N saídas X_m é dada por [24]:

$$X_m = \sum_{n=0}^{N-1} \exp\left[-j2\pi \frac{mn}{N}\right] x_n, \quad m = 0, \dots, N-1 \quad (2.8)$$

x_n representa uma série no tempo das amostras dos sinais equidistantes, do sinal $x(t)$, com um período de tempo T , como pode ser visto na Figura 2.7(a), com isso os X_m serão os componentes espectrais complexos do sinal x repetidos com um período T [57].

A Figura 2.7(b) ilustra uma aplicação direta de uma FFT de $N = 4$ utilizando amostras no tempo e processamento de sinal para ilustrar os estudos de Marhic e Siegman [47] que demonstraram, de forma independente e semelhante, a implementação de um circuito óptico que realiza uma FFT para $N = 4$ (Figura 2.7(c)). Quando se utiliza um circuito óptico para calcular a FFT, as saídas X_m aparecem instantaneamente para qualquer combinação dada de entrada x_n . Desta forma, para se obter os componentes espectrais de uma série no tempo, as N amostras de tempo no intervalo T devem ser alimentadas simultaneamente no circuito [58]. Isto pode ser alcançado utilizando atrasos de tempo ópticos com função de um conversor serial/paralelo (S/P), como mostra a Figura 2.7(c).

Figura 2.7 - (a) Sinal no domínio do tempo, (b) exemplo de uma transformada rápida de Fourier tradicional de 4 pontos, (c) transformada rápida de Fourier no domínio óptico (modificada de [59]).

A FFT opera de tal forma que divide uma DFT de tamanho N em duas DFT's entrelaçadas de tamanho $N/2$ após uma série de estágios recursivos. Isso origina os sinais ' E_m ' e ' O_m ', ou DFT par e ímpar e de tamanho $N/2$, para entradas pares e ímpares x_{2l} e x_{2l+1} ($l = 0, 1, 2, \dots, N/2-1$), respectivamente. Matematicamente, isso pode ser expresso como [24]:

$$\begin{cases} E_m + \exp\left[-j\frac{2\pi}{N}m\right]O_m & \text{se } m < \frac{N}{2} \\ E_m - N/2 - \exp\left[-j\frac{2\pi}{N}\left(m - \frac{N}{2}\right)\right]O_m - N/2 & \text{se } m \geq \frac{N}{2} \end{cases} \quad (2.9)$$

A FFT óptica (OFFT) difere da sua contraparte eletrônica por seu modo de operação contínua. Numa implementação eletrônica otimizada, para uma maior velocidade, o sinal óptico é amostrado e a FFT é calculada a partir das amostras x_n do sinal. Já no domínio óptico, a FFT é calculada continuamente. No entanto, o cálculo só vai estar correto quando as linhas de alimentação 1 a N contiverem as amostras de tempo dentro de seu respectivo intervalo [24]. Portanto, a amostragem deve ser realizada em sincronia com a taxa de símbolo ao longo de um período de T/N . Estas amostras podem ser posteriormente processadas na etapa FFT óptico, e a realização do cálculo correto será possível se todas as amostras forem encaminhadas de uma etapa para a próxima etapa em sincronismo. Para isso, cuidados especiais devem ser tomados, ou seja, não basta apenas que todos os guias de onda que interligam os acopladores tenham atrasos iguais, mas que também mantenham as relações de fase adequadas [24], [58], tal como pode ser observado na etapa FFT óptico da Figura 2.3(c).

Em resumo, a Figura 2.7(a) ilustra um sinal no domínio do tempo amostrado em 4 pontos, ou seja, $N = 4$. A Figura 2.7(b) mostra a estrutura de uma FFT convencional, que é composta por uma conversão série para paralelo (S/P) que gera amostras de tempo X_n e uma etapa FFT convencional que calcula a transformada rápida de Fourier do sinal amostrado. Já a Figura 2.7(c) ilustra o equivalente óptico do circuito, utilizando divisores passivos e atrasos temporais ópticos para conversão de série para paralelo. Portas ópticas são utilizadas para realizar a amostragem da forma de onda óptica e a FFT óptica é obtida por acopladores ópticos 2×2 e deslocamento de fase, tal como descrito em [47].

A FFT óptica apresenta várias vantagens em relação à eletrônica. Em primeiro lugar, ela pode ser utilizada em velocidades de processamento mais elevadas, não alcançadas pela eletrônica devido a algumas limitações, ou seja, devido ao fato das janelas de amostragem óptica (por exemplo, via moduladores de eletroabsorção do tipo EAM, *electro-absorption modulator*) poderem ser significativamente menores do que as janelas de amostragem eletrônicas de conversores analógico para digital do tipo ADC [60]. Em segundo lugar, tendo em vista que todos os componentes utilizados na OFFT são passivos (exceto para os circuitos de sintonização e temporização), o consumo de energia é inerentemente mais baixo e aumenta apenas com a complexidade ou taxa de amostragem. Em [24] foi estimado um consumo de energia para amostragem óptica e elétrica para uma FFT de $N = 8$, levando em consideração a adição de um intervalo de guarda e sem o intervalo de guarda.

Levando em consideração o exemplo de estudo citado anteriormente (em [24]) foi observado que para obter uma FFT de $N = 8$ em um sinal de 28 GBd OFDM, foi estimado o consumo de energia para a amostragem óptica e a amostragem elétrica. O requisito de energia para a amostragem óptica de 8 subportadoras é denominado pelos amplificadores (EAM driver) e seria cerca de 14 W. Além disso, vários watts serão necessários para compensar a perda de inserção e modulação das portas ópticas usando amplificadores ópticos. Em comparação com isso, o consumo de energia para a amostragem elétrico na taxa de amostragem necessária de 224 GBd para I e Q foi estimado em um valor superior a 160 W.

Esse valor de potência foi calculado através do estado da arte a partir dos conversores analógico-digitais (ADCs) convencionais. Um ADC de última geração a 28 GBd consome pelo menos 10 W de energia elétrica. Se taxas de amostragem maiores são implementadas usando a paralelização, terá um acréscimo no consumo de energia. Se nenhum intervalo de guarda é usado, uma taxa de amostragem de 224 GSA/s (ou 224 GBd) em dois ADCs é necessário levando a potência total estimada a 160 W. A introdução de um intervalo de guarda a mesma taxa de bits total iria aumentar o consumo de energia devido à aplicação de eletrônicos, como digitalização do intervalo de guarda que será necessário. Em comparação com isso, o consumo de energia da aplicação ótica não irá aumentar, como o número de portas ópticas necessárias não se altera com a introdução de um intervalo de guarda. Tem de ser salientado, que o consumo de energia para a amostragem eletrônica inclui também a conversão analógico-para-digital [24].

Uma desvantagem desta abordagem é a quantidade de acopladores e deslocadores de fase ópticos (defasadores ópticos) nos braços da estrutura da FFT, limitando a técnica para um número relativamente pequeno de casos práticos. No entanto, é possível simplificar significativamente o circuito sem afetar o seu funcionamento e, assim, estender esta abordagem para uma diversidade maior de tamanhos de FFT, como será discutido mais adiante [58].

A estrutura que utiliza roteadores de rede com guias de onda (*Waveguide Grating Routers - WGR*) para implementar a DFT [61] impõe a necessidade de controlar as fases relativas de todos os N caminhos da estrutura ao mesmo tempo, necessitando portanto de $N-1$ deslocadores de fase. Como dito anteriormente, o FFT óptico (às vezes designado como OFFT) proposto, independentemente, por Marhic e Siegman, difere da implementação eletrônica porque opera em modo contínuo e, para funcionar corretamente, a amostragem deve ser realizada em sincronia com o símbolo durante uma duração de T/N . Esta condição é desafiadora e impõe restrições severas de estabilidade, requerendo um cuidado extra na manutenção de atrasos iguais e relações de fase adequadas dentro de guias de ondas que interligam os acopladores ópticos, configurando assim a estrutura interferométrica.

A presente tese tem como foco a proposta de Hillerkuss pelo potencial de viabilizar implementações mais práticas, inclusive para demonstrações e provas de conceito utilizando componentes discretos. Num trabalho pioneiro que trabalhou com as ideias de Marhic e Siegman, Hillerkuss et al. demonstraram que, ao reordenar linhas de atrasos óticos e re-rotular as saídas convenientemente, é possível simplificar a estrutura geral da FFT óptica.

Com base no seu desenvolvimento, a Figura 2.8(a) ilustra uma configuração simplificada para $N = 4$. A configuração foi obtida após a realocação das portas de amostragem para o final do circuito, uma etapa que não altera a operação geral.

Figura 2.8 - FFT Óptico. (a) 4 FFT simplificado, (b) simplificação de uma FFT de $N=8$ (modificada de [59]).

Conforme mostrado na Figura 2.8 a estrutura inicial pode ser reordenada e re-rotulada para se obter uma estrutura mais simples e menos dispendiosa, dado que uma implementação direta do circuito da Figura 2.7(c) seria difícil de ser realizada devido às suas passagens de guia de onda frequentes, e devido ao grande número de defasadores que precisam ser controlados com precisão [24].

A Figura 2.8(a) mostra uma FFT óptica de 4 pontos para o período de símbolo T , no qual a aplicação está restruturada em relação à estrutura da Figura 2.7(c). Já a Figura 2.8(b) define uma estrutura FFT com $N=8$ que consiste em dois interferômetros de atraso (*Delays Interferometers* – DI's) com o mesmo atraso diferencial ($T/4$). O atraso adicional $T/4$ é deslocado para fora do segundo DI, o que leva a duas DI's idênticas que podem ser substituídas por um único DI seguido por divisores de potência.

Podemos observar os passos para a simplificação da estrutura de uma FFT de $N=8$, na Figura 2.8. O primeiro passo consiste em mudar as portas de amostragem para a extremidade do circuito. Isso não vai interferir no funcionamento global, como demonstrado em [57]. Em seguida deve-se reordenar os atrasos $T/4$ e $T/8$, conforme

indicado na Figura 2.8(b) e re-rotular as saídas correspondentes. Desta forma, o estágio de entrada OFFT consiste em dois interferômetros de atraso paralelos (DIs) com a mesma faixa espectral livre (*free spectral range*, FSR), mas com diferentes atrasos absolutos [58]. Ao mover o atraso comum de $T/4$ em ambos os braços do DI inferior para suas saídas, obtém-se dois DI's idênticos com o mesmo sinal de entrada, como indicado na Figura 2.8. Essa redundância pode ser eliminada através da substituição de dois dos DIs, ficando-se apenas com um DI e dividindo a sua saída.

Pode-se notar que essa nova estrutura de processador FFT óptico possui menos DIs e, portanto, apresenta uma menor complexidade. Além disso, com esta implementação apenas a fase de um DI precisa de estabilização, e não se torna necessário o ajuste de fase entre os DIs [57]. Esta estratégia facilita a implementação da técnica para mais tamanhos de FFT. Em [24], mostra-se que a DFT de ordem $N = 2^p$ pode ser sempre substituída por um arranjo de p etapas de DI, como ilustra a Figura 2.8(b). Além disso, o atraso aplicado no DI em cada etapa e a localização dos deslocadores de fase devem ser ajustados conforme a subportadora em que se deseja atuar.

Em resumo, os atrasos no estágio de conversão serial/paralelo, S/P, foram reordenados e as saídas foram re-rotuladas de modo que a entrada OFFT incluísse dois interferômetros de atraso em paralelo. As regras de simplificação propostas por Hillerkuss podem ser aplicadas a FFT de tamanhos maiores de N . A Figura 2.8(b) ilustra o processo de simplificação aplicado para $N = 8$, indo do esquema de Marhic (topo da Figura 2.8(b)) para a versão simplificada de Hillerkuss (parte inferior da Figura 2.8(b)). Para aplicações que exigem funcionalidades de deriva-insere, a proposta de Hillerkuss oferece uma vantagem importante para a extração de uma única subportadora. Para isso, uma vez que a subportadora a ser extraída foi selecionada, é possível remover todas os DIs que não estão no caminho óptico que corresponde à porta de saída selecionada. Isso deixa apenas um único estágio de DI, o que leva a um número de DI's igual a $\log 2N$.

Para selecionar uma subportadora, só é necessário sintonizar as fases em cada DI, e isso pode ser realizado sem alterar o *design* de configuração, conforme ilustrado na Figura 2.9.

Figura 2.9 - Estrutura do O-FFT (modificado de [24]).

Outra simplificação importante proposta por Hillerkuss visa reduzir uma ou mais etapas de DI substituindo-as por filtros ópticos padrão. Desde que as etapas com maior índice (as que são percorridas por último) possuam FSR maiores, seria mais coerente substituí-las primeiro, devido às exigências sobre esses filtros serem menos rigorosas. A ideia baseia-se no fato de que a DFT atua como um filtro periódico no domínio da frequência com uma faixa espectral livre (FSR) igual a $N\Delta\omega$. Além disso, cada DI pode ser visto como um filtro periódico com FSR igual a $N\Delta\omega/2p$, onde p é o índice do estágio FFT e N é a ordem da FFT.

Como uma regra geral, os estágios com um sub-índice superior (aqueles que estão sendo percorridos por último) possuem o FSR maior e devem ser substituídos primeiro. A Figura 2.10 ilustra a técnica para $N = 8$, e nela se pode observar cada etapa do DI sendo substituída por um filtro óptico gaussiano, até não restar mais nenhuma etapa de DI e restar apenas um filtro óptico gaussiano. De acordo com a substituição das etapas do DI, pode-se perceber que interferência entre símbolos e diafonia de frequência podem ocorrer ao se substituir (parcialmente) os filtros de DI por filtros gaussianos de 1ª ordem com bandas passantes apropriadas para extrair o componente de frequência selecionado. A Figura 2.10(c) ilustra como ficaria essa estrutura caso o terceiro estágio da OFFT fosse substituído por um filtro gaussiano. Nesta situação, a ordem da FFT é reduzida para $N=4$, o que reduz para dois o número de estágios de DI.

A cascata de DIs foi proposta anteriormente como um demultiplexador de canais FDM (não ortogonais) que não se sobrepõem, funcionando apenas como um banco de filtros [61]–[64]. Sua adaptação para o OFDM, só é possível combinado com a amostragem óptica para delinear os limites do símbolo OFDM.

A FFT óptica tradicional de acordo com Marhic [47] complementada com a amostragem óptica também foi implementada como demultiplexador OFDM para uma FFT de $N=4$ por Takiguchi et al [65]. No entanto, devido à complexidade da abordagem, ela não se adapta bem para valores de N maiores. Com isso percebe-se que essa simplificação pode ser feita para diversos tamanho de FFT. Outra vantagem desta abordagem é que um componente de frequência do sinal amostrado pode ser extraído sem aplicação da estrutura completa.

Figura 2.10 - OFFT com substituição de DI por filtros ópticos. (a) Esquema de uma FFT (OFFT) óptico para $N = 4$ combinando divisores passivos e atrasos de tempo ópticos para conversão serial-paralelo. Os gates ópticos amostram o sinal óptico e o OFFT é obtido usando acopladores 2x2 e deslocamentos de fase; (b) após simplificações que eliminam redundâncias e realoca os gates, pode ser obtido um esquema mais simplificado; (c) técnica para substituir partes do DI por um filtro óptico gaussiano de primeira ordem com uma largura suficiente para extrair uma portadora; (d) para substituir mais estágios de DI, um filtro mais estreito pode ser usado, mas a interferência e ISI podem ocorrer (modificado de [59]).

A Figura 2.11 ilustra a função de transferência do circuito da DFT, indicando como sua atuação equivale à de um filtro periódico com uma faixa espectral livre (FSR) de $N\Delta\omega$, e cada cascata de DI é também um filtro periódico com FSR $N\Delta\omega/2^p$, no qual p é o índice da etapa da FFT e N é a ordem da FFT. Similarmente, o interferômetro de atraso, DI, pode ser visto como um filtro periódico com FSR igual a $N\Delta\omega/2^p$, no qual p é o índice da etapa da FFT e N é a ordem da FFT [24].

Figura 2.11 - Função de transferência do circuito FFT (modificado de [24]).

2.3.2 OFFT com AWG

Para aperfeiçoar a abordagem de Hillerkuss em direção a um dispositivo popularmente usado como mux e demux WDM, Wang et al. propuseram e demonstraram um esquema FFT/IFFT totalmente óptico baseado em grades convencionais de guia de ondas do tipo AWG (*arrayed waveguide gratings*). Para este propósito, eles mostraram, por meio de resultados simulados, que é possível empregar AWG's que executam ambas as funcionalidades, ou seja, mux/demux e FFT/IFFT óptico. Essa pode ser uma característica importante para uma transmissão OFDM óptica que envolve um grande número de entradas e saídas.

A demonstração de Wang é baseada em algumas condições adicionais impostas aos parâmetros de projeto de um AWG convencional que funciona como um filtro WDM. A Figura 2.12(a) ilustra um AWG típico com guias de onda de entrada/saída, duas ilhas de focalização (*slab region*) e um guia de ondas multicanal disposto entre as duas regiões (ou ilhas), com incremento de caminho constante ΔL entre os canais. Geralmente, as duas ilhas são idênticas como ilustra o detalhamento mostrados à direita na Figura 2.8.

O projeto básico dessa estrutura pode ser alterado para incluir as funcionalidades FFT/IFFT ópticas de forma a controlar o tempo de deslocamento da luz, τ , entre canais adjacentes nos guias de ondas, onde $1/\tau$ define o FSR no domínio da frequência. O AWG pode executar as operações FFT e IFFT ópticas introduzindo a condição de seleção da subportadora de modo que o espectro de transmissão se repita após cada período ($N \Delta\lambda$). Em outras palavras, o FSR do AWG, $1/\tau$, corresponde exatamente ao espaçamento entre diferentes faixas de frequência, cada banda contendo N canais.

Figura 2.12 - (a) Estrutura típica de AWG; (b) detalhe de seu projeto onde D é a separação de guia de onda de entrada / saída do AWG, a separação do guia de onda é d (para entrada) e $d1$ (para saída), e o raio das curvaturas é f (para entrada) e $f1$ (para saída). Aqui $d = d1$ e $f = f1$ (adaptado de [26]).

Tais estruturas são denominadas AWGs cíclicos, onde os N guias de onda dispostos fornecem atrasos temporais e as regiões dos *slab* de entrada/saída produzem mudanças de fase. A operação só é válida quando todas as N cópias do sinal, $s(t)$, se sobrepõem com atraso de tempo diferente, isto é, há apenas uma janela de tempo com largura τ durante a qual a FFT óptica é realizada. Nesta estrutura, um dispositivo de tempo de *gating* pode ser necessário para a amostragem do sinal naquela janela, como indicado na Figura 2.13(a). Na configuração IFFT óptica (Figura 2.13 (b)), o sinal de entrada deve ser discreto em cada frequência da subportadora ou, pelo menos, num intervalo de tempo inferior a τ . Caso contrário, ocorrerá ISI em algumas das N amostras causada pelo atraso nos guias de onda.

Figura 2.13 - Configuração de um AWG para operar como um subsistema (a) FFT e (b) IFFT (modificado de [26]).

2.4 Sistema O-OFDM

Em O-OFDM, as subportadoras são espaçadas de acordo com a taxa de símbolos da modulação de cada subportadora e seus espectros se sobrepõem, enquanto que no WDM são separadas por bandas de guarda, que permitem a extração do canal por meio de filtros ópticos convencionais como ilustra a Figura 2.14.

Figura 2.14 - Espectro óptico de sinais (a) O-OFDM e (b) WDM.

O conjunto das subportadoras O-OFDM formam um sinal no tempo que já não pode ser separado por um filtro óptico comum devido à sobreposição espectral das subportadoras. A sua forma no tempo é um sinal analógico como foi ilustrado na Figura 2.3. O espaçamento de frequência das subportadoras $\Delta\omega$ está relacionado com a do período T através da relação bem conhecida:

$$\Delta\omega = \frac{2\pi}{T} \quad (2.10)$$

Além disso, sabe-se que duas subportadoras p e q são ortogonais uma em relação à outra em um intervalo T , se:

$$\frac{1}{N} \sum_{n=0}^{N-1} \exp\left[jp\Delta\omega \frac{nT}{N}\right] \exp\left[jq\Delta\omega \frac{nT}{N}\right] = \begin{cases} 1 & \text{se } p = q \\ 0 & \text{senão} \end{cases} \quad (2.11)$$

Neste caso, um receptor apropriado será capaz de distingui-las utilizando a FFT óptica, em que a demultiplexação da subportadora O-OFDM é realizada no domínio óptico, e apenas o processamento de sinal do subcanal é feito no domínio eletrônico. Desta forma, é apenas a taxa de símbolos de subcanal que é limitada pelas capacidades do receptor eletrônico. Existem vários tipos de implementações possíveis que exploram a OFFT e, a título de ilustração, duas destas implementações são mostradas na Figura

2.15, onde o feixe O-OFDM é gerado por um arranjo de laser com modo travado (*mode locked laser*, MLL), uma outra técnica alternativa para geração do pente óptico.

Figura 2.15 - Dois exemplos para a implementação de um transmissor-receptor OFDM totalmente óptico onde o feixe OFDM é gerado por um laser configurado com modo travado (*mode-locked laser*, MLL): (a) utilizando um módulo OIFFT no transmissor e (b) sem a etapa OIFFT (modificado de [59]).

Na Figura 2.15(a) a IFFT óptica é utilizada para multiplexar as subportadoras após o trem de pulsos gerado pelo laser de modo travado (MLL). Os trens de pulsos modulados são inseridos em um circuito de IFFT óptico, que os transforma em um sinal OFDM [61].

Já na Figura 2.15(b) ilustra uma outra forma de realizar a geração de um sinal OFDM, dessa forma um pente de frequências é dividido por um demultiplexador, e cada componente de frequência são diretamente modulados a uma taxa de símbolos escolhida de tal modo que a condição de ortogonalidade do OFDM seja respeitada. Após a modulação as subportadoras são então recombinadas para obter o sinal OFDM. Como pode ser visto em ambas as implementações, (a) e (b), a parte do receptor baseia-se no FFT óptico para demultiplexar o sinal OFDM.

3 Processamento óptico de sinal O-OFDM QPSK para recuperação de relógio

O tipo mais comum de regeneração consiste em detectar o sinal óptico, recuperá-lo no domínio elétrico, processá-lo e retransmiti-lo, reconvertido para o domínio óptico. Embora seja aparentemente simples esta metodologia é sujeita às limitações típicas do processamento de sinal com conversão óptico-eletrônico-óptico (OEO) tais como o aumento de latência e a dependência de formatos e taxas de modulação. Um dos focos da pesquisa nesta área visa desenvolver regeneradores ópticos que possam superar os inconvenientes da conversão OEO e apresentem os elementos considerados essenciais para a operação de redes totalmente ópticas. Neste contexto, este capítulo descreve técnicas para recuperação de relógio e sincronismo totalmente ópticas aplicadas às subportadoras de um supercanal O-OFDM. Desta forma, propõe a substituição de uma técnica de conversão espectral não linear já reportada na literatura para esta aplicação, e que tem por base na mistura de quatro ondas, por uma técnica de conversão espectral linear, obtida a partir de filtragem óptica. O objetivo é simplificar a configuração deste subsistema visando reduzir seu consumo de energia e facilitar sua integração fotônica futura.

3.1 Introdução

A maioria dos receptores disponíveis comercialmente usa módulos de recuperação de relógio operando no domínio elétrico. Esses módulos eletrônicos se baseiam, tipicamente, em *loops* de fase travada (*phase locked loops*, PLLs), como ilustrado na Figura 3.1 [66], onde o sinal de dados é inserido em um detector de fase cuja saída é proporcional à diferença de fase entre o sinal de dados e o sinal de um oscilador controlado por tensão (*voltage controlled oscillator*, VCO). Através do loop de realimentação, a fase do sinal do VCO é ajustada para corresponder à fase do sinal de dados, o que resultará, na saída, no próprio sinal de relógio, recuperado.

Figura 3.1 Diagrama de bloco para recuperação de relógio no domínio elétrico (modificado de [66]).

Embora eficiente este esquema é pouco flexível. Para ilustrar, considere um módulo de recuperação de relógio comercial, fabricado pela Keysight, modelo N1076A [66]. Este subsistema elétrico recebe na entrada um sinal de dados modulados a até 60 GBaud e usa um PLL para gerar sinais de relógio de 50 MHz e 16 GHz. Apesar de ser uma unidade que emprega tecnologia avançada, sua operação é limitada pela velocidade da eletrônica empregada até o ponto em que não consegue emitir um sinal de relógio de, por exemplo, 40 GHz.

Neste cenário, visando aumentar as taxas de dados e reduzir os custos dos módulos de recuperação de relógio, uma variedade de conceitos e técnicas têm sido propostas para a recuperação de relógios no domínio óptico. Estas técnicas podem ser baseadas em métodos que utilizam PLLs ópticos, ou lasers auto pulsantes ou métodos de filtragem [67].

Como o PLL elétrico, o PLL óptico sincroniza um oscilador óptico local com o sinal de entrada de dados, adquirindo assim informações sobre a fase do sinal e a taxa de repetição. Esta informação vem da correlação cruzada do oscilador local e do sinal de dados. Embora os PLLs ópticos possam exceder a velocidade dos PLLs elétricos, seus esquemas em geral são complexos, o que dificulta sua implementação [67].

Visando sua simplificação, PLLs ópticos podem usar portas ópticas não lineares para medir a correlação cruzada dos dados do sinal com o oscilador local. Essas portas não lineares podem ser feitas, por exemplo, a partir de amplificadores ópticos semicondutores (*semiconductor optical amplifiers*, SOAs) modulados por ganho [68], espelhos ópticos não lineares modulados em amplitude [69], moduladores de eletro-absorção [70], ou moduladores eletro-ópticos de LiNbO_3 [71]. A correlação cruzada também pode ser realizada por mistura de quatro ondas (*four wave mixing*, FWM) e SOA [67] ou absorção de dois fótons em um fotodiodo de avalanche de silício [67]. PLLs

ópticos também podem ser formados com *loops* eletro-ópticos oscilantes consistindo de um modulador Mach-Zehnder e um amplificador óptico [72] ou um modulador de eletro-absorção com um amplificador óptico [73].

Lasers auto pulsantes oferecem esquemas de recuperação de relógio que são simples e escalonáveis para altas taxas de dados, mas têm altos custos de fabricação. Com lasers auto pulsantes, o sinal de dados é injetado opticamente em um laser e a saída é o relógio recuperado. Um laser de modo travado (*mode-locked laser*) pode ser usado com o bloqueio de injeção realizada dessa maneira [74] ou, alternativamente, pode ser usado um laser semiconductor de duas secções para obtenção de efeito semelhante [75] ou, ainda, um laser baseado em fibra dopada [76].

A filtragem passiva pode fornecer uma solução de recuperação de relógio simples e econômica. Com a filtragem passiva, o filtro seleciona certos componentes espectrais do sinal de dados para produzir o sinal do relógio. Possíveis filtros incluem filtros de grade de Bragg [77], ressonadores Fabry-Perot e ressonadores Fabry-Perot acoplados transversalmente [78], ressonadores em anel [78], filtros de banda lateral [79] e ressonadores birrefringentes [80].

3.2 Recuperação de relógio em sinal O-OFDM

Como visto, o termo *supercanal óptico* pode ser empregado para se referir a múltiplas subportadoras multiplexadas sob o princípio da ortogonalidade e, neste caso, um relógio analógico geralmente pode ser utilizado não apenas para a geração das subportadoras (pente óptico), como também para sincronizar os dados modulados na mesma taxa ou em múltiplos desta [56], [81] [82]. A recuperação do relógio é um passo fundamental para a operação O-OFDM e, em princípio, pode ser realizada de duas maneiras: de forma assíncrona ou síncrona. Na primeira, um sinal recebido é usado como referência para detectar um deslocamento entre os relógios no transmissor e no receptor. O deslocamento é então processado para compensação adicional, geralmente em uma DSP. Em uma operação síncrona, o sinal do relógio é extraído do sinal recebido sendo, assim, sincronizado com ele, sendo a maneira em geral adotada em sistemas O-OFDM.

É importante observar que em sistemas com detecção coerente a operação relacionada ao relógio em geral é efetuada com o auxílio de processamento digital de sinal. De fato, em sistemas com multiplexação do tipo N-WDM, o uso de DSP tem sido a

solução mais adotada [83]. O uso de DSP também pode ser aplicado a um nó óptico através do uso de interferômetros convencionais que dividiam e recombinavam um sinal óptico [84]. Tal estrutura interferométrica converte o sinal para um intervalo espectral diferente do original, e neste ocorre o processamento digital, enquanto uma nova operação interferométrica converte o sinal de volta ao comprimento de onda original. Esta técnica requer, obviamente, uma conversão óptico-elétrica e outra, eletro-óptica.

Por outro lado, para sincronização óptica de subportadoras O-OFDM pode ser mais prático e menos dispendioso que a operação seja inteiramente realizada no domínio óptico. Este fato torna-se mais evidente para transmissões ponto-a-ponto em uma rede com nós intermediários possuindo funcionalidades de conexão transversal e multiplexação óptica reconfigurável flexível, em geral providas por ROADMs (*reconfigurable optical add/drop multiplexers*). Embora a detecção coerente em nós da rede tenha sido sugerida por alguns autores, ela pode tornar-se impraticável se implementada em todos os nós de uma rede com muitos nós [29].

O processamento de sinal totalmente óptico pode aumentar a velocidade da operação e reduzir o consumo de energia por evitar as etapas de conversão OE e EO. Nas últimas três décadas, este tópico tem recebido atenção e muitas funções têm sido demonstradas, tais como a conversão de comprimento de onda, a conversão de formato de modulação e níveis variáveis de regeneração. De acordo com os mecanismos de operação, essas funções de processamento de sinal óptico podem ser divididas em dois grupos: processamento de sinal não linear e processamento de sinal linear [85].

Para o tipo não linear, as funções de processamento de sinal óptico devem ser realizadas com base em efeitos não lineares ocorrendo em meios e estruturas especiais, por exemplo, guia de onda em vidro calcogeneto [86], [87], guia de onda purificado (*periodically poled lithium niobate waveguide, PPLN*) [88], amplificador óptico semiconductor (SOA) [89]–[91], fibra óptica altamente não linear (*highly nonlinear fiber, HNLF*) [92], [93], dentre outros [94], [95].

Para o tipo linear, as funções de processamento de sinal óptico podem ser realizadas com base em efeitos de filtragem. Dependendo do dispositivo de filtragem, é possível realizar-se funções como conversão de formato de modulação [96], [97], operação com portas lógicas (*gates*) [98], recuperação de relógio [99] e integração de sinais [100]. Devido ao efeito ser linear, essas funções podem ser demonstradas em

configurações mais simples, sem ruído adicional e sem limitação de velocidade sendo, portanto, vantajosas.

Embora bastante estudadas, as técnicas de recuperação de relógio totalmente ópticas não têm sido muito reportadas em estudos de sistemas O-OFDM. Em [29] foi demonstrado o primeiro esquema de recuperação de relógio totalmente óptico para um supercanal O-OFDM usando FWM em amplificadores ópticos semicondutores (SOAs). Essa pesquisa mostrou que o relógio de um supercanal O-OFDM modulado com o formato de modulação BPSK pode ser recuperado usando processamento de sinal totalmente óptico. Um desafio, no entanto, seria expandir esta técnica para formatos de modulação de ordem superiores.

O estudo seguinte do mesmo grupo de pesquisa resolveu o problema e em [101] relataram a recuperação do relógio de um supercanal O-OFDM no formato de modulação QPSK a uma taxa de 105 Gb/s utilizando processos de mistura de quatro ondas (FWM) com amplificadores ópticos semicondutores em cascata (SOAs). Neste experimento foi possível realizar a recuperação de um relógio de 42 GHz, correspondente a 4 vezes a frequência do relógio original. Os SOAs foram manuseados como elementos não lineares, com isso puderam oferecer as vantagens de serem compactos, apresentarem bom potencial de integração e baixo consumo de energia. A técnica proposta em [101] bem como seus resultados principais serão descritos na próxima subseção.

O estudo de Zhang e Wu [85], resumido na subseção subsequente, gera subsídios para compreensão da técnica apresentada ao final do capítulo. A teoria apresentada por Zhang e Wu, aplicável a diferentes funções de processamento de sinal óptico linear obtido por filtragem passiva, tem por base o fato dos filtros ópticos poderem operar na parte analógica ou digital do sinal de forma separada, ou seja, com conversão de espectro analógico e com conversão de espectro digital. A partir deste estudo, seu uso é demonstrado, na subseção final, para recuperação de relógio de um sinal O-OFDM QPSK, em substituição à conversão espectral baseada na mistura de quatro ondas.

3.2.1 Processamento óptico não linear

O processo completo de regeneração de uma portadora modulada costuma ser dividido em três funcionalidades principais: re-amplificação, reformatação (*re-shaping*), e re-temporização (*retiming*). A funcionalidade mais utilizada é a re-amplificação (ou 1-R), que consiste na amplificação óptica do sinal para níveis de potência compatíveis com a

distância que ele precisa percorrer. Um subsistema que também proporciona reformatação além de re-amplificação é conhecido como 2-R. Re-formatação consiste em aumentar o contraste entre os dois níveis lógicos; o que também melhora a relação entre o nível de sinal e de ruído (*optical signal to noise ratio*, OSNR) para uma dada taxa de erro de bit (*bit error ratio*, BER). Finalmente, a regeneração 2R pode ser combinada com uma etapa de re-temporização (processo que compreende as funções de recuperação de relógio e sincronismo) para criar um receptor 3-R completo [102].

A sincronização do relógio em todas as subportadoras é um passo fundamental para implementar a técnica O-OFDM. Em uma operação síncrona, o sinal do relógio é extraído do sinal recebido sendo, assim, sincronizado com ele [28]. Considerando-se o alto grau de complexidade da técnica O-OFDM, como um todo, é desejável que a recuperação de relógio seja efetuada com simplicidade, facilidade de integração e baixo consumo de energia – esta não é uma tarefa fácil de ser cumprida, mas a implementação no domínio óptico pode ser o caminho para a solução do problema.

O processo totalmente óptico que ocorre em um nó intermediário ou no receptor de um sistema com supercanal O-OFDM pode ser dividido em etapas. Em primeiro lugar, o sinal OFDM é demultiplexado por um módulo FFT óptico e, depois disso, um banco de chaves (*gates*) ópticas, por exemplo baseadas em moduladores de eletro absorção (*electro absorption modulators*, EAMs), executa a amostragem temporal das subportadoras que serão extraídas para detecção ou redirecionamento. Tais *gates* ópticos devem ser sincronizados por um relógio comum, extraído do supercanal. Um dos desafios nesta parte específica da operação é fornecer o sinal de relógio desejado desconsiderando o formato de modulação que está sendo usado. Em particular para formatos de modulação de fase, que tendem a ser mais empregados em função de sua eficiência espectral, a recuperação do relógio a partir de um sinal é mais complexa. Neste sentido, algumas soluções têm sido propostas na literatura e, dentre elas, esta seção descreve um método que explora o processamento de sinal totalmente óptico com base no efeito não linear da mistura de quatro ondas (*Four Wave Mixing* - FWM) [103].

Para ilustrar a técnica, a Figura 3.2 mostra um esquema em que as subportadoras O-OFDM são espaçadas por Δf e moduladas com dados QPSK. Inicialmente, Δf é filtrado por um filtro estreito que seleciona dois canais adjacentes. Em princípio, apenas duas

subportadoras são suficientes para se recuperar o relógio, o que pode ser obtido com um esquema de filtragem (filtro passa faixa, como indicado) [101].

Figura 3.2 – Sequência de passos para recuperação de relógio utilizando um processo de FWM (modificado de [101]).

Os sinais filtrados combinados com o bombeio (*pump*) de onda contínua (*continuous wave* - CW) são então injetados no primeiro estágio de um amplificador óptico semicondutor (*semiconductor optical amplifier*, SOA). Desta forma, ocorrerá o processo não linear de mistura de quatro ondas (*four wave mixing*, o FWM) que dará origem a subportadoras espelho (*idlers*), cuja frequência e fase são regidas pelas relações [28]:

$$\begin{aligned} f_I &= 2f_s - f_p \\ \phi_I &= 2\phi_s - \phi_p \end{aligned} \quad (3.1)$$

onde f_I e ϕ_I são a frequência e a fase do *idler*, f_s e ϕ_s são a frequência e a fase do sinal, e f_p e ϕ_p são a frequência e a fase do *pump*. Os dois *idlers* têm o dobro do espaçamento de frequência, $2\Delta f$, e modulação de fase dupla e são, pelo processo, convertidos em sinais *binary phase shift keying*, BPSK. Estes dois sinais BPSK gerados são selecionados por outra filtragem e injetados em um segunda SOA, juntamente com um segundo *pump* [28].

Esta segunda etapa é equivalente à primeira, e, portanto, a informação de fase nos *idlers* gerados é duplicada novamente, convertendo os sinais em portadoras não moduladas espaçados por $4\Delta f$. Finalmente, esses dois *idlers* são filtrados e lançados em um fotodiodo, onde eles “batem” um com o outro para produzir um sinal “relógio” oscilando na frequência de $4\Delta f$. O processo de conversão deste relógio para o domínio elétrico resulta no relógio original com frequência Δf [28]. A Figura 3.3 ilustra o esquema necessário para implementar o método descrito, sendo que os espectros apresentados foram obtidos a partir do simulações no simulador Optisystem.

Figura 3.3 – Esquema para implementação do recuperador de relógio baseado em FWM com os espectros obtidos a cada etapa(modificado de [28][101], [103]).

Os resultados vistos na *Figura 3.3* foram obtidos com um supercanal O-OFDM, gerado através da técnica da cascata de moduladores Mach Zehnder, compreendendo 5 subportadoras espaçadas em 10,5 GHz (*Figura 3.3 (a)*) e moduladas a 10,5 Gb/s no formato de *quadrature phase shift keying*, QPSK (*Figura 3.3(b)*). O supercanal O-OFDM assim gerado foi aplicado no recuperador de relógio que consistia de filtros ópticos e SOAs configurados como ilustrado. Já na segunda etapa a figura mostra os espectros ópticos na saída do primeiro estágio do SOA, que gera os *idlers* BPSK à direita do sinal original (*Figura 3.3(c)*). Após essa etapa são vistos na *Figura 3.3(e)* os espectros ópticos de saída do segundo estágio do SOA. A *Figura 3.3(f)* mostra os dois *idlers* filtrados após o segundo estágio do SOA, e é a partir desses dois *idlers* que se obtém o relógio recuperado, (*Figura 3.3(g)*).

Em aplicações práticas que não envolvem integração fotônica, controladores de polarização (*Polarization Controllers* - PCs) devem ser usados, como indicado na *Figura 3.3*, para maximizar a eficiência do processo FWM. Na saída do SOA, os dois *idlers* de BPSK convertidos foram filtrados por um WSS e combinados com outro *pump* de cw antes da injeção na SOA do segundo estágio. Algumas variações da técnica podem ser encontradas na literatura, e algumas simplificações na configuração podem ser possíveis, dependendo do formato de modulação [103]. Embora o fundamento da técnica seja correto, sob o aspecto de custo dos componentes (dois lasers para o bombeio, dois SOAs e dois filtros, além dos acopladores bombeio/sinal) e eventuais atenuadoras variáveis para controle de potência dos lasers de bombeio, sua simplificação é necessária. Além disso, os níveis de potência que o processo não linear FWM requer estão no sentido contrário ao da economia energética buscada.

3.2.2 Processamento óptico linear

Embora muitos resultados experimentais baseados na filtragem passiva para o processamento de sinal linear tenham sido relatados nas últimas décadas [ver, por exemplo, [99], [104]], existem diferentes requisitos de filtragem espectral para diferentes funções de processamento de sinal e, até 2016, ainda não havia sido formulado um modelo teórico completo para analisar as propostas e demonstrações experimentais. Tal lacuna motivou Whang e Wu [85] a propor, em 2016 um método teórico simples e completo para o processamento óptico linear. Para facilitar esta análise, o sinal óptico é

decomposto em duas partes, analógica e digital, que representam a forma de pulso de cada símbolo e a informação contida na sequência de símbolos (i.e. os dados), respectivamente. Desse modo, permite-se que a filtragem óptica atue independentemente no espectro analógico e no espectro digital para diferentes aplicações. Baseando-se neste modelo e a título de ilustração, os autores aplicaram o princípio demonstrado na conversão do formato RZ (*return-to-zero*) para NRZ (*non-return-to-zero*) em sinais modulados em intensidade e em fase, na conversão de formato (N)RZ para (N)RZ-PSK, na porta lógica NOT totalmente óptica, e na recuperação de relógio em sinais RZ. Os resultados mostram que a conversão do formato RZ para NRZ é baseada no processo de conversão de espectro analógico. Neste caso, a forma de pulso de cada símbolo é alterada de RZ para NRZ, enquanto a sequência de símbolos dos dados permanece inalterada. Para melhorar a compreensão do modelo mais focado na aplicação estudada na tese (subportadoras com formato NRZ e modulação QPSK), na subseção seguinte seus princípios e etapas serão sumarizados.

3.2.2.1 Decomposição espectral

Seja a envoltória complexa do campo elétrico de um sinal modulado, expressa como [85]:

$$E(t) = \sum_{k=-\infty}^{+\infty} x_k g(t - kT_s) \quad (3.2)$$

no qual $g(t)$ representa a forma de um pulso, centrado em $t = 0$, que pode ser do tipo NRZ, ou RZ com diferentes *duty cycles*, T_s é o período do símbolo e os termos x_k , representando os símbolos, são variáveis aleatórias independentes identicamente distribuídas (*independent identically distributed*, i.i.d.). Quando $x_k \in \{0, 1\}$, $\{1, -1\}$ e $\{1, j, -1, -j\}$, os símbolos corresponderão aos formatos de modulação OOK (*on-off keying*), PSK (*phase shift keying*) e QPSK (*quadrature phase shift keying*), respectivamente.

A expressão para o campo elétrico pode ser modificada como [85]:

$$E(t) = g(t) * \sum_{k=-\infty}^{+\infty} x_k \delta(t - kT_s), \quad (3.3)$$

no qual $*$ denota a operação de convolução e δ representa a função de Dirac. A função $g(t)$ é a parte analógica do sinal e representa a forma do pulso de cada símbolo. Já o somatório na eq. (12) é a parte digital do sinal, e representa a informação transmitida.

O espectro do sinal modulado é a transformada de Fourier de seu campo elétrico e é expresso como [85]:

$$F(f) = G(f) \cdot X(f), \quad (3.4)$$

onde $G(f)$ e $X(f)$ são os espectros analógico e digital do sinal, respectivamente e são obtidos por [85]:

$$G(f) = \int_{-\infty}^{+\infty} g(t) \exp(-j2\pi ft) dt, \quad (3.5)$$

$$X(f) = \int_{-\infty}^{+\infty} \sum_{k=-\infty}^{+\infty} x_k \delta(t - kT_s) \exp(-j2\pi ft) dt. \quad (3.6)$$

3.2.2.2 Espectro analógico

A parte analógica do sinal modulado é um pulso centrado em $t = 0$ e que pode tanto ser NRZ quanto RZ. O pulso NRZ é uma função do tipo *gate*, expressa como [85]:

$$g(t) = \begin{cases} 1, & |t| \leq \frac{T_s}{2}, \\ 0, & |t| > \frac{T_s}{2} \end{cases}. \quad (3.7)$$

3.2.2.3 Espectro digital

O espectro digital é a transformada de Fourier da informação, $\sum_{k=-\infty}^{+\infty} x_k \delta(t - kT_s)$, e pode ser expresso como [85]:

$$\begin{aligned}
F(f) &= \int_{-\infty}^{+\infty} \sum_{k=-\infty}^{+\infty} x_k \delta(t - kT_s) \exp(-j2\pi ft) dt \\
&= \sum_{k=-\infty}^{+\infty} x_k \exp(-j2\pi f \cdot kT_s).
\end{aligned} \tag{3.8}$$

A função $F(f)$ é periódica com período B , que por sua vez corresponde exatamente a taxa de símbolo (*baud*) do sinal. Assim, a informação contida na sequência de símbolos é armazenada no espectro. Em outras palavras, os componentes espectrais para cada taxa de *baud* são suficientes para a recuperação de toda a informação dos sinais. Para a sequência de símbolos com comprimento finito N , quando processados pela transformada discreta de Fourier (DFT), haverá N componentes espectrais com largura de banda igual à sua taxa de *baud*, ou seja, B . Notar que os componentes espectrais discretos em B tenderão a ficar contínuos com o crescimento da sequência de símbolos [105].

Os símbolos do sinal são $\{x_0, x_1, \dots, x_{N-1}\}$ e as amplitudes complexas dos componentes espectrais discretos são descritas como [85]:

$$X_m = \frac{1}{N} \sum_{k=0}^{N-1} x_k \exp\left(-j2\pi \frac{mk}{N}\right) \tag{3.9}$$

ou

$$x_k = \sum_{m=0}^{N-1} X_m \exp\left(j2\pi \frac{mk}{N}\right). \tag{3.10}$$

3.2.3 Processamento óptico linear com uso de SOA

Nesta subseção é apresentado o estudo de um esquema utilizando um filtro do tipo Fabry-Perot (*Fabry-Perot filter, FPF*), em série com um SOA, para extração de relógio. Até onde se buscou na literatura, esta configuração ainda não foi reportada em aplicações de sistemas O-OFDM QPSK. O objetivo da estrutura aqui proposta é extrair os componentes espectrais do sinal de relógio a partir de uma filtragem de banda estreita de maneira simplificada em relação ao método não linear usado em [101]. Para testar esta técnica e validá-la com resultados apresentados em [106], um filtro Fabry-Perot com

faixa espectral livre (*free spectral range, FSR*) ajustada à taxa de bit do sinal e *finesse* alta (> 100) foi utilizado em um setup configurado no Optisystem conforme ilustrado na Figura 3.4. Assim, o sistema mono-canal foi montado em *back-to-back* e composto por um filtro FPF seguido por um SOA que, diferentemente da função de prover o efeito não linear (FWM) com auxílio de um laser de bombeio, tem aqui a função de ajustar a amplitude do sinal para sua melhor detecção pelo fotodiodo PIN. Para evitar a propagação de sinal retro espalhado e manter a similaridade com a configuração da referência [106], um isolador foi empregado, como indicado. Os parâmetros de simulação são sumarizados na Tabela 3.1. Os espectros ópticos do sinal, constituídos pelos componentes espectrais do dado modulado e componentes espectrais do relógio e suas harmônicas, também vistos na Figura 3.4, concordam completamente com os resultados da referência.

Tabela 3.1 – Parâmetros de simulação para validação do setup de recuperação de relógio linear

Parâmetro	Valor	Unidade
Número de Sequência	2^7-1 até $2^{13}-1$ (127-8191)	Bits/sequência
Taxa de Bits	40	Gb/s
Potência de entrada SOA	2,6	dBm
Corrente de excitação do SOA	300	mA
Comprimento do SOA	500	μm
Área efetiva	$2,4 \times 10^{-13}$	m^2
Fator de confinamento	0,3	-

Figura 3.4 - Configuração do módulo de recuperação de relógio linear num sistema de transmissão mono-canal, (a) espectro de dados de entrada, (b) espectro do relógio, (c) relógio recuperado.

Como ilustrado, a técnica funciona de uma forma simples: após atravessarem o módulo de recuperação de relógio totalmente óptico, os componentes espectrais de relógio são transmitidos, enquanto os componentes dos dados modulados são removidos

ou atenuados pelo O-FPF. Desta forma, como previsto pela teoria, obtêm-se os impulsos de relógio óptico correspondentes à sua frequência de FSR (ajustada para ser igual à taxa de bits) ([107]).

Uma vez configurado o esquema para recuperação de relógio com base na conversão espectral linear, este foi aplicado ao sistema O-OFDM que será apresentado e descrito detalhadamente no próximo capítulo. Para apresentação dos resultados relativos à recuperação de relógio, basta destacar que o setup de simulação sistêmico incluiu os módulos de O-IFFT (para operação de recepção ou de retirada de subportadora) e O-FFT (para inserção de subportadora) calibrados a partir de dados obtidos experimentalmente. A simulação foi realizada utilizando um supercanal de 200 Gb/s, gerado pela técnica da cascata de moduladores Mach-Zehnder, compreendendo 4 subportadoras espaçadas em 25 GHz e moduladas, cada uma, a 50 Gb/s no formato de modulação QPSK.

O *setup* utilizado para avaliação das duas técnicas de conversão espectral, i.e. a não linear, baseada no efeito FWM (calibrada com a referência [101]), e a linear, baseada na filtragem, pode ser visto na Figura 2.5. Neste *setup* foi realizada a avaliação sistêmica em dois cenários: back-to-back e com anel de recirculação.

A uma simulação em *back-to-back*, consiste em apenas um bloco transmissor (responsável pela geração do pente óptico e modulação dessas subportadoras para gerar o supercanal O-OFDM QPSK), o bloco O-FFT, que irá realizar a separação das subportadoras, o bloco com *gates* ópticos para realizar a amostragem de cada subportadora, o bloco O-IFFT para realizar a multiplexação das subportadoras e por fim o bloco de recepção, para realizar a análise de cada subportadora. Neste cenário foi colocado um atenuador óptico antes da recepção para atenuar o sinal e se analisar o comportamento de cada subportadora, como pode ser observado na Figura 3.6(a).

Após essas simulações em back-to-back, foram feitas outras simulações adicionando outro bloco de transmissão e outro bloco de O-FFT para realizar a operação de *add/drop*. Neste caso, a subportadora retirada foi a terceira subportadora, e o novo bloco transmissor realizou a geração de um novo supercanal, do qual foi extraída a nova subportadora para ser inserida no slot vago do supercanal original. Novamente, os resultados foram analisados para verificar se a nova inserção foi realizada de forma

inserção de uma subportadora, uma de cada vez (ou seja, transmissão de 3 subportadoras com operação *add/drop* da quarta subportadora). Comparando-se os dois resultados percebe-se que a remoção e inserção de subportadoras não impacta o desempenho do sistema e, portanto, o sincronismo do supercanal foi preservado durante as operações O-FFT e O-IFFT, respectivamente.

Figura 3.6 –Fator Q vs atenuação do sinal recebido, em configuração back-to-back, (a) sem a realização de um add/drop, (b) com a realização do add/drop e aplicação do clock recovery baseado na técnica de conversão espectral linear.

Após essas primeiras simulações em *back-to-back*, onde foram utilizados atenuadores ópticos para redução da potência do sinal incidente no receptor, foram realizadas novas simulações com um enlace de fibra e um amplificador óptico. O anel de recirculação consistiu de um enlace de fibra mono modo padrão (*single mode fiber*, SMF) de 50 km e um amplificador óptico para compensar a atenuação da fibra. Estando estes dois componentes dentro de um anel, nas simulações foi sendo alterado apenas o número de voltas do sinal dentro do anel. A cada volta era medida a taxa de erro de bit, BER (e o fator Q) das 4 subportadoras. Os resultados obtidos para transmissão sem add/drop são vistos na Figura 3.7(a). Em seguida, foi inserido um novo bloco transmissor para realizar o *add/drop* no supercanal e os resultados são vistos na Figura 3.7(b). Todas essas simulações das Figuras 3.6 e 3.7 foram realizadas utilizando o método de sincronismo conforme visto na seção 3.2.3.

(a)

(b)

Figura 3.7 – log BER versus distância de transmissão, para a técnicas de conversão espectral linear (a) sem a realização do add/drop e (b) com a realização do add/drop.

Os resultados obtidos com o esquema híbrido que combina elementos passivos e apenas um SOA indicam ser possível implementar a recuperação de relógio de um sinal QPSK O-OFDM de maneira mais simplificada. Esta proposta atende à meta utilização de esquemas visando a viabilização da técnica O-OFDM sob o ponto de vista de consumo da energia e facilidade de integração fotônica. Uma vez definido o esquema de recuperação de relógio, tornou-se possível dar continuidade ao estudo da transformada de Fourier rápida (FFT) no domínio óptico, que será apresentado no próximo capítulo.

Para comparar o desempenho da técnica linear de sincronismo com a não-linear, um novo setup de simulação, baseado na conversão espectral por FWM, foi calibrado com resultados da literatura [101] e a comparação em back-to-back pode ser vista na Figura 3.8, mostrando excelente concordância entre as duas técnicas.

Figura 3.8 –Curvas de BER vs OSNR, por subportadora, para comparação entre a técnicas de conversão espectral baseadas no efeito FWM e na filtragem linear. Medidas feitas em back-to-back.

4 Processamento óptico de um sinal O-OFDM QPSK para multiplexação e demultiplexação de subportadoras

Neste capítulo descreve-se o estudo realizado para validar, em laboratório, a técnica de demultiplexação no domínio óptico, necessária tanto para a remoção de subportadoras num nó intermediário da rede quanto para a detecção do supercanal ao final de um sistema ponto-a-ponto. O experimento base demonstrou a transmissão em *back-to-back* de um feixe composto por 3 subportadoras espaçadas em 12,5 GHz e a remoção de uma delas pela técnica de O-FFT - na geração do supercanal foi utilizada a técnica de chaveamento de ganho do laser.

A demonstração teórica completa que se seguiu incluiu o estágio de inserção de subportadora pela técnica de O-IFFT (ou seja, operação de multiplexação). Para validação desta etapa do estudo, o setup de simulação foi calibrado com os dados da demonstração experimental.

4.1 O-FFT

Apesar de em estudos experimentais anteriores, realizados no projeto de pesquisa de Mestrado, terem empregado duas outras técnicas de geração de pente óptico (cascata de Mach-Zehnder e/ou de moduladores de fase e a recirculação de frequência deslocada (RFS) [25], [45]), para avaliação experimental da técnica FFT óptica aqui estudada foi utilizado um gerador com base na técnica que anteriormente só havia sido estudada teoricamente, ou seja, o chaveamento do ganho de um laser semiconductor. Uma das motivações para tal escolha foi a atual disponibilidade desta opção em laboratório, o que não ocorrera durante o estudo anterior. Além disso, pesou também o potencial de maior simplicidade desta configuração, em comparação com as outras duas, e que pode resultar num maior potencial para integração fotônica e economia de energia. Nesta etapa foram usados recursos de um Auxílio à Pesquisa financiado pela Fundação de Amparo à

Pesquisa no Estado de São Paulo (Fapesp) na aquisição de um equipamento fabricado pela Pilot Photonics, que é, até onde foi pesquisado, uma das poucas fontes comerciais geradoras de pente óptico e a única que é baseada nesta técnica.

Desta maneira, o sistema experimental para remoção de subportadoras foi montado segundo os princípios de processamento óptico OFFT explicado no Capítulo 2. A Figura 4.1 ilustra como foi montado o *setup* experimental para retirada de uma subportadora do O-OFDM com 3 subportadoras. O OFFT compreende um DI de 2 estágios onde o segundo é substituído por um *waveshaper* (*Tunable Bandpass Filter Wavelength Shaper* – TBPf WSS).

As linhas de pente geradas podem ser vistas na Figura 4.2(a), com espaçamento de frequência entre as subportadoras ópticas, Δf , de 12,5 GHz. Este valor impõe uma taxa de bits igual a 12,5 Gb/s para satisfazer à condição de ortogonalidade, o que resulta no espectro visto na Figura 4.2(b). Devido à sua disponibilidade laboratorial, o formato de modulação utilizado foi a modulação QPSK (*Quadrature Shift Phase Keying* - QPSK), o que resultou em uma taxa de bits de 25 Gb/s/subportadora.

Figura 4.1 - Montagem experimental para demonstração da funcionalidade OFFT.

A Figura 4.2(c) ilustra o diagrama de olho na saída do gerador PRBS (*pseudo random bit sequence*). Além disso, como a necessidade de usar componentes discretos que são insensíveis às flutuações de polarização limitou o número de acopladores disponíveis no laboratório, a demonstração foi realizada com apenas três subportadoras, resultando em uma taxa total de 75 Gb/s. Desta forma, a demonstração O-FFT óptica foi

baseada na simplificação explicada no capítulo 2, onde a segunda etapa DI foi substituída por um filtro óptico passa banda. A montagem do primeiro estágio DI exigiu o uso de uma bancada óptica para estabilização do subsistema interferométrico, implementado sem um circuito eletrônico de estabilização. Para extrair uma portadora do sinal de 3 subportadoras, foi usada 1 linha de atraso (*delay line*, DL), um divisor de potência e um acoplador 2 x 2 fabricados com fibra que mantém a polarização (*Polarization Maintaining* - PM), seguido de um TBPF (WSS) substituindo o segundo DI.

Figura 4.2 – Espectros ópticos da bancada experimental. (a) linhas de pente ópticos gerado pelo transmissor, (b) espectro das três subportadoras selecionadas, (c) diagrama de olho na saída do gerador PRBS, (d) espectro na entrada do primeiro DI, (e) espectro na entrada do segundo DI, (f) espectro óptico na saída do segundo DI.

As Figuras 4.2(d), (e) e (f) mostram o espectro na entrada do primeiro DI, na entrada do segundo DI (após o EDFA) e na saída do segundo DI, respectivamente. Para avaliar a influência de diafonia e ISI no desempenho da BER, causados pela substituição do segundo DI pelo filtro, dois valores de banda passante do filtro foram testados, 15 GHz e 25 GHz. A configuração incluiu também um EDFA para compensação de perdas, um VOA, um acoplador óptico, um divisor de potência e um controlador de polarização (*Polarization Controller* - PC), necessários para acessar o sinal recebido antes do seu processamento pelo módulo DSP. O receptor coerente integrado (*Integrated Coherent Receiver* - ICR) é um modelo comercial usado para a recepção de sinais de 28 Gb/s.

QPSK. Os dois sinais elétricos na saída do ICR foram amostrados em 50 GSa/s por um osciloscópio de tempo real de 2 canais (banda de 20 GHz) para processamento *off-line* por um módulo DSP.

Como oscilador local foi usado um laser com cavidade externa sintonizável (*External Cavity Laser* - ECL) com largura de linha de 100 kHz. O subsistema DSP incluiu etapas de filtragem *anti-aliasing*, ortonormalização, reamostragem para 2 amostras/símbolo, recuperação de tempo, equalização baseada em algoritmo de módulo constante (*Constant Modulus Algorithm* - CMA) (com 60 *taps*) e recuperação de fase/portadora.

Para levar em conta as flutuações da medição e para uma melhor avaliação do comportamento do sistema, cada medida foi repetida sessenta vezes. A partir desses dados, foram selecionados para avaliação os dados com melhor desempenho. Os resultados assim obtidos estão resumidos na Figura 4.3.

Figura 4.3 - Resultados Experimentais (BER vs OSNR) para cada subportadora retirada pelo O-FFT no qual um estágio do DI foi substituído por um filtro passa-banda (Bandpass Filter - BPF) sintonizado em 15 e 25 GHz, (b) Constelação das três subportadoras extraídas).

A Figura 4.3(a) mostra a BER versus o OSNR para cada subportadora retirada pelo O-FFT usando os filtros sintonizados em 15 e 25 GHz. O desempenho com a banda mais estreita (15 GHz) foi pior para as três subportadoras em comparação com seu comportamento com a banda mais larga (25 GHz). Isso aconteceu porque a banda mais estreita cortou os componentes de alta frequência do sinal, distorcendo assim seu

diagrama de olho. Note-se que, para ambas as bandas de passagem, a subportadora central (λ_2) apresentou um melhor desempenho do que as subportadoras laterais (λ_1 e λ_3).

Uma possível explicação para esse comportamento é a falta de simetria, causada pela ausência da quarta subportadora, na 4 ordem da O-FFT implementada. A Figura 4.3(b) ilustra os diagramas de constelação das subportadoras recebidas para uma OSNR igual a 6 dB. Mais uma vez, pode-se notar a degradação das subportadoras descartadas após a filtragem mais estreita (15 GHz).

A Figura 4.4 apresenta uma foto da montagem experimental, com todos os componentes utilizados para obtenção dos resultados apresentados.

(a)

(b)

Figura 4.4 - Bancada Experimental.

Já a Figura 4.5 mostra o gerador de pente óptico utilizado no experimento, e a Figura 4.6 ilustra o espectro óptico na saída do transmissor, antes de passar no *waveshaper*, que seleciona as portadoras para a modulação.

Figura 4.5 – Gerador de Pente Óptico (OCG) da Pilot Photonics, baseado na técnica do laser de modo discreto (ou chaveamento de ganho)

Figura 4.6 - Espectro óptico na saída do OCG.

4.2 O-IFFT/O-FFT

Para validação da técnica O-FFT implementada no simulador, uma configuração semelhante ao experimento foi configurada no simulador (Optisystem 13.2), como ilustrado na Figura 4.7. Como os dispositivos ópticos utilizados no experimento apresentam uma maior perda de inserção, eles exigiram o uso de amplificadores ópticos.

Isso poderia ser evitado na simulação, mas um cuidado especial foi tomado para controlar o nível OSNR de modo a ficar compatível com o experimento.

Para realizar a calibração do *setup*, foi utilizado apenas um estágio de DI e o segundo estágio foi substituído por um filtro óptico gaussiano (*Optical Bandpass Filter* - OBPf) com (25 e 15 GHz). Como no experimento, os melhores resultados foram obtidos para $\Delta f = 25$ GHz. Portanto, os resultados apresentados estão todos relacionados a essa largura de banda. Como no experimento, na simulação foi utilizado um receptor QPSK coerente padrão e o módulo DSP correspondente. Na entrada do receptor, um bloco chamado "controlador OSNR" foi implementado para manter a OSNR no mesmo nível do experimento.

A Figura 4.7 ilustra a configuração da simulação, que consistem de um transmissor O-OFDM, um bloco O-FFT configurado conforme o experimento, outro bloco denominado O-IFFT, e o bloco da recepção para fazer a análise de cada canal, após a demultiplexação óptica.

Figura 4.7 Montagem da Simulação para validação da bancada experimental.

O bloco transmissor é composto por um gerador de pente óptico, que gera as subportadoras desejadas a partir de um laser semente, a técnica utilizada no gerador das subportadoras foi a mesma do experimento (ou seja, chaveamento de ganho do laser). Na

etapa de modulação foi utilizado um DEMUX para separar as subportadoras. Para manter a similaridade com o experimento, neste primeiro caso foram selecionadas as mesmas 3 subportadoras, que a seguir foram moduladas a 25 Gbaud da mesma forma que no experimento - desta forma o sinal O-OFDM foi gerado.

Após o transmissor, foi utilizado um bloco O-FFT, constituído de acopladores ópticos, divisores passivos, *time Delays* e *phase shift*, conforme visto na Figura 4.7. A saída desse bloco é injetada em moduladores de eletroabsorção, funcionando como gates, de modo que seja realizada a amostragem das subportadoras. O sincronismo dos gates foi garantido por recuperador de relógio totalmente óptico baseado na conversão espectral linear. Na saída dos moduladores o sinal é inserido em um receptor de acordo com o formato de modulação da subportadora desejada. Após a recepção foi inserido um bloco de processamento digital de sinal para análise das subportadoras selecionadas, como pode ser observado na Figura 4.8.

Figura 4.8 – Espectros ópticos simulados. (A) espectro óptico obtido após o gerador de pente. (B) espectro óptico das três subportadoras selecionadas, (C) espectro óptico do supercanal modulado, (D) espectro na saída do primeiro braço da O-FFT, (E) espectro óptico na saída do segundo braço da O-FFT, (F) espectro de saída após o bloco IOFFT, (G) diagrama de constelação após o receptor, (H) diagrama de constelação após o DSP.

O diagrama de olho da Figura 4.9 é referente à subportadora central, sintonizada em 1550nm, e a partir deste diagrama é feita a análise da qualidade do processo de demultiplexação, com os parâmetros de desempenho indicados na própria figura.

Figura 4.9 - Diagrama de olho da subportadora central.

Pelo diagrama de olho, é possível observar se as subportadoras O-OFDM foram separadas corretamente pelo Bloco O-FFT, o que é suficiente para validar o *setup* do ponto operacional. No entanto, como esperado, os resultados simulados apresentaram um melhor desempenho, pois não se levou em conta o comportamento instável dos interferômetros experimentais. Apesar desta diferença, a comparação entre os resultados simulados e experimentais mostra uma boa concordância para valores de BER acima de 10^{-12} , que é a faixa de interesse da prática (Figura 4.10).

Uma vez validado, o *setup* de simulação com o experimento, não havia mais a necessidade de se implementar, no simulador, uma situação limitante como a imposta na prática por falta de componentes adequados. Desta forma, o *setup* foi adaptado para incluir todos os estágios DI, ou seja, três estágios onde no primeiro o atraso é $T/2$. Em uma de suas duas saídas, um atraso de $T/4$ foi aplicado e combinado com uma mudança de fase de $\pi/2$, como indicado na Figura 4.7.

Neste segundo cenário o processador O-FFT é composto por uma cascata de dois DIs, e portas de amostragem (EAM). O primeiro DI suprime cada segunda subportadora, o segundo DI cada quarta subportadora. O O-FFT $N=4$ foi capaz de separar 4 subportadoras: X_0 e X_2 (as subportadoras pares) e X_1 e X_3 (as subportadoras ímpares). Após o segundo estágio DI, as 4 subportadoras foram finalmente separadas.

Figura 4.10 - – Comparação, através das curvas de BER x OSNR, entre os resultados simulados e experimentais para a separação de 3 subportadoras.

Para o próximo passo de processamento (*Gates*), foram utilizados moduladores de eletroabsorção como chaves para amostrar cada portadora. Para operar sincronizadamente, os gates foram controlados pelo relógio extraído do supercanal modulado. Depois disso, a etapa O-IFFT (semelhante ao FFT óptico, mas com uma ordem inversa de processamento), foi implementado. Todo esse procedimento corresponde às funcionalidades de extração e adição como acontece em um nó *add/drop*.

No receptor coerente, além do módulo de recuperação de relógio óptico linear, outro IFFT óptico foi usado para a seleção da subportadora, também sintonizado pelo laser oscilador local. Para completar a avaliação dos dados, um DSP analisou as constelações e calculou a BER. Um bloco denominado “controlador de OSNR”, compreendendo um amplificador óptico (para adicionar ruído) e um acoplador óptico, foi adicionado para manter uma semelhança com a calibração experimental.

Os resultados para as 4 portadoras, depois de serem extraídas, reinseridas e recebidas, são mostrados na Figura 4.11 e os valores BER vs OSNR, consistentes para

uma configuração *back-to-back*, demonstram a viabilidade da técnica proposta aplicada ao sinal O-OFDM.

Figura 4.11 - – BER x OSNR simulado para $N = 4$ com operação completa de extração (O-FFT) e inserção (O-IFFT).

5 Arquitetura ROADM para tráfego de sinais O-OFDM

Como o tráfego sobre as redes ópticas cresce constantemente, métodos e técnicas para utilização mais eficiente dos recursos da infraestrutura das redes ópticas têm sido também constantemente buscados. Em geral, as novas abordagens apontam para o uso de supercanais ópticos flexíveis quanto à sua ocupação espectral, de modo que possam preencher a janela de transmissão disponível de forma ótima. Neste cenário, onde a capacidade dos sistemas de transmissão requer cada vez mais o uso de técnicas de modulação e multiplexação que aumentam a eficiência espectral, multiplexadores ópticos reconfiguráveis ROADM com funcionalidade espectral elástica, localizados em nós intermediários de anéis e malhas com conexão transversal, assumem um papel de grande relevância.

Para que o tráfego de supercanais baseados tanto na técnica de multiplexação N-WDM quanto na O-OFDM se torne uma realidade, é necessário que os subsistemas ROADM atuais, responsáveis por funcionalidades como derivação, inserção e roteamento de sinais N-WDM, sejam modificados e adaptados para acomodar o tráfego de sinais O-OFDM. Com este objetivo, este capítulo resume os conceitos e o cenário atual das redes ópticas elásticas, projetadas para o tráfego de supercanais N-WDM, apresenta uma visão da pesquisa em redes O-OFDM e propõe uma nova arquitetura ROADM para redes elásticas que permitem o tráfego de sinais O-OFDM. Para validação da arquitetura proposta, a transmissão O-OFDM é simulada em uma rede configurada em malha com operação *add/drop* nos nós intermediários.

5.1 Rede N-WDM

Cronologicamente, a evolução dos sistemas multiplexados em comprimento de onda se deu como descrito a seguir. Em fibra óptica convencional, a região entre 1,3 e 1,6 μm é explorada para telecomunicação. Dentro desta região, a banda C apresenta as menores perdas de todo o espectro de fibras e pode ser empregada para transmissão por distâncias

muito longas (de dezenas a milhares de quilômetros). A banda C refere-se aos comprimentos de onda em torno de 1550 nm e inclui comprimentos de onda entre aproximadamente 1525 nm (ou frequência de 195,9 THz) e 1565 nm (191,5 THz). A multiplexação por divisão de comprimento de onda (Densa) ((D) WDM) denota a tecnologia que permite a transmissão de um número de portadores de sinal óptico, por uma única fibra óptica, utilizando diferentes comprimentos de onda. Para permitir o uso universal de toda a banda C, o Setor de Padronização de Telecomunicação da União Internacional de Telecomunicações (*International Telecommunications Union Standardization Sector*, ITU-T) definiu uma tabela com todos os comprimentos de onda (e suas frequências centrais correspondentes); esta lista é detalhada na recomendação ITU-T G.694.1 [108]. No início, os comprimentos de onda DWDM foram posicionados em uma grade (ou *grid*) tendo exatamente 100 GHz (cerca de 0,8 nm) de espaçamento na frequência óptica, com uma frequência de referência fixada em 193,10 THz (1552,52 nm) [109].

Para enfrentar o crescimento incessante do tráfego, nas últimas duas décadas, um grande número de inovações significativas aumentou a capacidade por um fator de cerca de 20 (em comparação com sistemas DWDM herdados a 10 Gb/s em um espaçamento de 100 GHz). Em primeiro lugar, foi possível comprimir os canais espaçando-os a 50 GHz (aproximadamente 0,4 nm) em redes tronco (longas distâncias), permitindo o transporte de cerca de 80 (e, mais recentemente, 96) canais. Além disso, a capacidade do canal foi aumentada com a instalação de dispositivos optoeletrônicos operando a taxas de bits mais altas, sempre dentro da grade de 50 GHz, passando de 2,5 para 10 Gb/s, para 40 Gb/s e, desde 2010, até 100 Gb/s por comprimento de onda; tal espaçamento de canal e taxa de bits permitem uma eficiência espectral de 2 bit/s/Hz [109].

Ao contrário dos primórdios dos sistemas DWDM, em que a largura de banda de uma fibra óptica ainda era considerada praticamente infinita, o espectro óptico se tornou um recurso escasso e atualmente a indústria está investigando como melhorar a eficiência do uso do espectro. Melhorias nas técnicas de transmissão de sinal permitiram a redução do espectro ocupado pelos sinais ópticos: a combinação de técnicas de detecção coerentes com a modelagem de pulso Nyquist permitem a transmissão de 100 Gb/s em canais que ocupam uma banda de 33 GHz [109].

Aumentar a taxa de bits de uma portadora única para além de 100 Gb/s requer o uso do formato QAM (*quadrature phase modulation*) - por exemplo, 16-QAM duplica a taxa de bits em comparação com o QPSK (*Quadrature Phase Shift Keying*) e, portanto,

fornece capacidade de 200 Gb/s. No entanto, formatos QAM de ordens mais alta funcionam para distâncias de transmissão mais curtas. Uma maneira de implementar canais de taxa mais alta, como 400 Gb/s e 1 Tb/s, é pela adoção de sinais multiportadoras com pelo menos a mesma taxa de símbolos que os sinais de 100 Gb/s. Como exemplo, um canal de 400 Gb/s pode ser obtido com duas subportadoras moduladas por 16-QAM (200 Gb/s cada), cada uma numa janela de 37,5 GHz, dando um total de 75 GHz de largura de banda; e um canal de 1 Tb/s pode ser obtido com quatro subportadoras moduladas no formato 32-QAM, cada uma dentro da janela de 43,75 GHz, resultando numa largura de banda total de 175 GHz. A primeira consequência dessa implementação é a necessidade de maior espaçamento entre canais, quebrando o padrão da grade de 50 GHz por canal [109].

Para as redes terrestres, tornou-se necessário ter uma nova grade padronizada que permitisse a melhor eficiência espectral para a maior diversidade de requisitos de espectro (por exemplo, um ajuste de canal de 100 Gb/s em 37,5 GHz e 400 Gb/s em 75 GHz). Enfrentando este problema, o ITU-T propôs uma grade mais fina associando um *slot* de frequência variável a uma conexão óptica, chamada de grade (ou *grid*) de frequência flexível. A grade flexível permite a atribuição de um número variável (n) de *slots* de tamanho fixo a um canal óptico em função de seus requisitos. Um *slot* mede 12,5 GHz, permitindo a transmissão de canais de 100 Gb/s em 37,5 GHz ($n = 3$), em vez de 50 GHz no caso da grade fixa. A Figura 5.1 mostra o impacto do *flex-grid* na transmissão. Neste exemplo, o *flex-grid* é capaz de suportar 8 em vez de 6 canais de 200 Gb/s, mas além disso é capaz de agrupá-los, se necessário, em supercanais, que podem ser transportados através de uma rede óptica como uma única entidade.

Figura 5.1. A resolução de 12,5 GHz no flexigrid permite o agrupamento de canais mais próximos, com a criação de supercanais de 400 Gb/s e 1 Tb/s. (DP-16QAM: QAM de ordem 16 com dupla polarização) (modificado de [109]).

5.1.1 Arquiteturas ROADM com *grid* DWDM fixo

Além da evolução de tecnologias para aumentar a capacidade de rede, a tecnologia também evoluiu de sistemas DWDM ponto-a-ponto para redes DWDM com comutação de comprimento de onda, inicialmente através do subsistema OADM (*Optical Add and Drop Multiplexers*) e, mais recentemente, ROADM (*Reconfigurable OADM*), ou seja, que pode ser configurado remotamente. A Figura 5.2 ilustra uma rede WDM baseada em ROADM, na qual ROADMs grau 2 em nós WDM roteiam canais de comprimento de onda para direções diferentes ou para portas *add/drop* locais. Os ROADMs *fixedgrid* que usam a tecnologia WSS (*Wavelength Selective Switch*) já foram amplamente implantados em redes WDM. Os nós ROADM podem ter um número variável de graus, geralmente até 8 graus nas redes WDM atuais para permitir a construção de malhas. À medida que a largura de banda continua aumentando e se tornando mais dinâmica, as redes WDM baseadas em ROADM fornecem aos operadores de rede mais flexibilidade na adição de novos comprimentos de onda ou redirecionamento de comprimentos de onda, bem como na restauração do tráfego quando ocorre uma falha. Também permite o monitoramento, controle e gerenciamento do balanceamento de energia entre os canais WDM. Tudo isso pode ser feito remotamente por meio de software ou configuração de gerenciamento, resultando em significativa redução de custos operacionais [109].

Figura 5.2. Esquema de uma rede WDM baseada em ROADM (modificado de [109])

5.1.2 Tecnologia WSS: fixa e *flex*

Uma tecnologia essencial que sustenta o surgimento das arquiteturas *flex-grid* baseia-se num dispositivo conhecido como *Wavelength Selective Switch* (WSS), com as suas funcionalidades de comutação e encaminhamento de comprimento de onda (λ). Esse componente normalmente possui uma única entrada de fibra que contém muitos sinais de comprimento de onda em toda a banda C. Seu trabalho é direcionar esses comprimentos de onda para qualquer número de saídas de fibra sem quaisquer restrições ou bloqueios; qualquer combinação dos comprimentos de onda de entrada pode ser redirecionada para

qualquer uma das saídas de fibra. Tal componente já é de importância crítica para a rede WDM dinâmica com *grid* fixo, operando com dispositivos ROADMs. No entanto, o *flex-grid* requer a flexibilidade adicional da banda passante variável, resolução espectral muito mais fina, controle de largura de banda e filtragem. A grande maioria das tecnologias WDM, por exemplo os dispositivos baseados em guias de onda, como os AWG e em chaves micro-eletromecânicas (*micro electromechanical systems*, MEMS), embora permitam importantes funcionalidades de roteamento e comutação, não permitem a possibilidade de larguras variáveis de banda passante. Pelo contrário, os dispositivos AWG e MEMS são inerentemente dispositivos WDM com *grid* fixo, onde a granularidade de canal (fixada, por exemplo, em 50 GHz, ou 25 GHz, etc.) é definida no momento de sua fabricação. Por outro lado, as tecnologias baseadas em cristais líquidos amadureceram nos últimos anos e o uso do princípio holográfico pode oferecer filtragem de banda passante flexível em conjunto com as funcionalidades de comutação e roteamento de comprimento de onda necessárias para operação de um WSS de *grid* flexível. Neste caso, o componente essencial dentro do WSS é um dispositivo *Liquid-Crystal-On-Silicon* (LCoS), necessário para ativar a comutação ativa e o direcionamento do feixe de luz [110], [111].

As funcionalidades específicas que um WSS de *flex-grid* baseado no princípio de LCoS holográfico inclui são [109]:

- Roteamento e comutação de múltiplos comprimentos de onda;
- equalização de potência de diferentes canais de comprimento de onda;
- compensação / mitigação de dispersão;
- larguras de banda do canal variável;
- operação independente de polarização;
- compactidade; e
- tempos de reconfiguração de milissegundos.

Um conjunto tão abrangente de recursos torna o WSS baseado em LCoS um subsistema altamente atraente. O número de funcionalidades de condicionamento de um feixe de luz oferecidas pela tecnologia de LCoS holográfica permite que ele seja considerado um processador óptico programável, semelhante a um subsistema FPGA (*Field Programmable Gate Array*). Esta não é uma afirmação apenas retórica, pois a teoria que sustenta o princípio holográfico está profundamente enraizada na teoria da Transformada de Fourier (FT) e, portanto, apresenta forte analogia com a teoria do Processamento Digital de Sinais (DSP), que se baseia em FTs Discretas (DFTs). Portanto,

não é surpresa que o WSS baseado em LCoS possa oferecer uma capacidade de processamento óptico tão flexível e crítica. É interessante notar que o AWG também compartilha propriedades similares de processamento FT, já que ele pode ser considerado a versão planar integrada de um dispositivo LCoS WSS, mas de uma dimensionalidade reduzida e com um modo de operação em *grid* com espaçamento fixo [112]. Diante destas relações com a transformada de Fourier, embora projetos de fotônica integrada não façam parte do escopo direto da tese, é recomendável que o projeto de ROADMs integrados com funcionalidades O-OFDM leve em consideração estes aspectos vantajosos do WSS.

5.1.3 Arquiteturas ROADM

Um ROADM é um elemento de rede que permite adicionar ou descartar dinamicamente comprimentos de onda em um nó da rede. Arquiteturas ROADM também são capazes de mudar comprimentos de onda DWDM entre as diferentes fibras expressas. No passado, os comprimentos de onda DWDM eram transmitidos em uma grade fixa ITU de largura de banda de 50 ou 100 GHz. Os ROADMs de grade flexível têm a vantagem adicional de poder adicionar e descartar comprimentos de onda com largura de banda óptica de canal fixo e variável [109].

Os dois caminhos para o tráfego através de um ROADM são mostrados na Figura 5.3. O primeiro é o via “expressa”, para o tráfego que atravessa o nó, e o outro é o caminho “*add/drop*” para o tráfego que termina ou se origina no nó. Os ROADMs podem ser construídos usando uma variedade de tecnologias de componentes. Como as arquiteturas ROADM refletem os avanços em componentes ópticos, é natural que o desenvolvimento da arquitetura ROADM *flex-grid* siga o desenvolvimento de componentes de filtragem *flex-grid*. Alguns dos componentes amplamente utilizados hoje em dia nos ROADMs fixos e flexíveis são [109]:

- Comutadores Seletivos de Comprimento de Onda (WSS);
- chaves All-Optical $1 \times N$ e $M \times N$ (*optical cross connect*, OXC);
- comutadores multicast $N \times M$;
- amplificadores ópticos (*optical amplifiers*, OA);
- filtros fixos e sintonizáveis;
- bloqueadores de ondas (*wavelength blockers*, WB);
- multiplexadores AWG; e

- divisores ópticos.

Alguns desses componentes são intrinsecamente compatíveis com os ROADMs fixos e flexíveis, enquanto outros precisam ser adaptados para trabalhar em sistemas *flex-grid*. Componentes, como chaves ópticas, divisores, circuladores e amplificadores ópticos, são inerentemente compatíveis com *flex-grid*, uma vez que são tipicamente dispositivos de banda larga que não filtram comprimentos de onda individuais. Os dispositivos WSS filtram comprimentos de onda individuais, mas estão disponíveis versões de grade fixa e de grade flexível.

Figura 5.3 Vias expressa e add/drop de uma arquitetura ROADM (modificado de [109]).

Os comutadores *multicast* $M \times N$ combinam funções de comutação e filtragem de vários graus. Eles são usados no caminho *add/drop* para separar comprimentos de onda individuais do tráfego DWDM em M fibras (M graus de fibra) e os comprimentos de onda individuais roteados para N *transponders*. Os filtros AWG são dispositivos mux/demux muito populares usados para separar os comprimentos de onda individuais das fibras DWDM. Os AWGs são inerentemente dispositivos de *grid* fixo que não são compatíveis com sistemas *flex-grid*. Embora os multiplexadores de comprimento de onda óptico *flex-grid* possam ser construídos, os projetistas tendem a preferir o WSS *flex-grid* que combina filtragem e comutação em um único pacote compacto.

Embora as arquiteturas ROADM baseadas em WSS tenham resolvido em grande parte o problema de intercambiar comprimentos de onda vindos de diferentes fibras expressas atravessando o ROADM em um nó, elas não resolveram os problemas advindo do aumento da flexibilidade na operação *add/drop*. Estes problemas de flexibilidade têm

sido tratados por projetos de ROADM do tipo *Colorless* (incolor), *Directionless* (sem direção) e *Contentionless* (sem contenção), ou C/D/C [109].

- Arquiteturas ROADM *Colorless* (C): permitem que qualquer comprimento de onda em uma fibra expressa seja conectado a qualquer *transponder* de *add/drop* associado a essa fibra. Em uma arquitetura incolor, os comprimentos de onda de *add/drop* em uma única fibra compartilham um grupo de *transponders* associados a essa fibra.

- Arquiteturas ROADM *Colorless* e *Directionless* (D): estendem esse conceito ao compartilhamento de um único grupo de *transponders* entre todos os comprimentos de onda de todas as direções expressas de fibra.

- A palavra “*Contentionless*” foi adicionada à definição porque muitas arquiteturas C/D propostas possuem algum bloqueio de cores e um caminho era necessário para distinguir arquiteturas realmente não-bloqueantes das com bloqueio.

Sob o ponto de vista dos operadores de rede é desejável que as arquiteturas de *add/drop Colorless* utilizem *transponders* sintonizáveis para aumentar a disponibilidade da rede e reduzir os bloqueios. A arquitetura *Directionless* é também desejável para que os *transponders* de reposição possam ser compartilhados entre todas os comprimentos de onda no nó, o que melhora os recursos de proteção. Atualmente, a maioria das redes C/D/C propostas envolve o uso de alguma combinação de tecnologias WSSs fixas ou *flex-grid* e OXC (chaveamento de fibra). A tecnologia de comutação óptica amadureceu nos últimos anos e os custos caíram consideravelmente - switches com perdas ópticas de 1 a 2 dB estão agora disponíveis comercialmente [109].

5.2 Rede O-OFDM

5.2.1 Arquitetura ROADM O-OFDM de referência

Como ainda não estão em operação comercial, redes ópticas elásticas baseadas em O-OFDM têm sido objeto de pesquisa mais restrita ao campo acadêmico. Neste contexto, diferentes tecnologias têm sido propostas e investigadas e partes das funcionalidades da operação em rede, demonstradas. Como exemplo de estudos realizados, pode-se citar uma proposta da solução interferométrica para retirada de uma subportadora (*drop*) sem afetar os canais adjacentes, como demonstrado por Winzer et al. em [84]. Nesta investigação, o canal a ser retirado foi extraído de uma cópia óptica do sinal principal e em seguida foi adicionado de volta ao supercanal, esta abordagem

permitiu implementar um ROADM sem nenhuma banda de guarda e sinais sobrepostos. Por meio de simulações numéricas, Winzer et al. demonstraram uma estrutura optoeletrônica interferométrica que poderia ser aplicável tanto a sinais N-WDM quanto O-OFDM, desde que a ortogonalidade entre as subportadoras fosse mantida através de uma etapa de reformatação de pulsos realizada no domínio digital (ou seja, através de processamento digital de sinal no domínio elétrico). Apesar do aspecto inovador deste resultado, a operação no domínio digital impõe limitações em termos de consumo de energia e estabilidade devido à latência no caminho digital, como foi observado pelos próprios autores.

Em [113] foi proposta e demonstrada uma superposição de campos ópticos coerentes gerados por fontes de laser independentes usando uma técnica para conversão de frequência óptica e analisando-se o desempenho deste feixe em um cenário O-OFDM com a retirada e substituição de subportadora óptica. Esta implementação foi demonstrada simulando um interferômetro composto por um caminho elétrico e um caminho óptico que requerem o uso de um receptor coerente e de um transmissor de alta velocidade.

O estudo apresentado em [21] representa, provavelmente, uma das primeiras demonstrações experimentais de um esquema ROADM totalmente óptico para roteamento de canais individuais dentro de um supercanal OFDM totalmente óptico. Neste estudo foram implementadas tanto a extração (*drop*) quanto a adição (*add*) de subportadoras individuais num subsistema denominado TIDE (*Terabit Interferometric add/Drop and Extract*).

Em [22], o estudo apresentado em [21] foi estendido, de tal forma que a arquitetura TIDE gerou, pela primeira vez, resultados utilizando sinais de quadratura simples (BPSK) e dupla (QPSK). Em ambos os casos foram utilizados um sinal O-OFDM com espectros totalmente sobrepostos, mostrando resultados promissores e revelando que o nó TIDE pode ser compatível com supercanais mais amplos e com formatos de modulação mais eficientes do ponto de vista espectral.

Mais recentemente, em [23], foi proposta uma nova arquitetura que permite adicionar e remover canais em sinais OFDM no domínio óptico sem a utilização de conversão optoeletrônica e processamento de sinal digital *offline* [22]. Essa abordagem é baseada na combinação de métodos puramente linear e totalmente óptica, como a filtragem óptica FFT [24], a amostragem no domínio do tempo e subsequente filtragem óptica IFFT para criar uma réplica do feixe de subportadoras e obter a sua extração do supercanal O-OFDM original através da superposição coerente. O nó é concluído através

de um processo de inserção coerente simples onde o bloqueio de frequência adequado é baseado em técnicas de extração da portadora estabelecida. A arquitetura posposta em [23] apresenta, na entrada e na saída do nó, dois WSS responsáveis por selecionar a banda do supercanal, e depois do processamento, reinseri-la de volta na rede. As unidades WSS devem ter uma capacidade de operação *flex-grid* [114].

A proposta que será apresentada na próxima seção tem como base a arquitetura ROADM proposta em [23]. Nesta estrutura, o roteamento de uma subportadora é obtida através de um interferômetro com 3 ramificações, como ilustrado na Figura 5.4. A arquitetura é modular no sentido de que sub-caminhos de interferômetro adicionais possam ser ligados em paralelo através das portas WSS para aumentar o número de supercanais que podem ser simultaneamente processados pelo nó. Em cada interferômetro, o supercanal selecionado é dividido em três cópias, uma cópia é deixada para os receptores locais (*drop*) e as outras alimentam os outros dois ramos, chamados de A e B. O bloqueio de subportadora é possível através da réplica da forma de onda do sinal correspondente no ramo B e interferindo destrutivamente com o supercanal que se propaga através do ramo A.

Durante o processo de replicação da subportadora, os sinais permanecem no domínio óptico e eles são processados nas três fases seguintes. Inicialmente, um processo de transformada rápida de Fourier óptica demultiplexa as subportadoras O-OFDM [24], [115]. As subportadoras filtradas removidas são subsequentemente amostradas no tempo por meio de portas ópticas (*gates*), uma porta para cada subportadora, sincronizadas com um sinal de relógio comum extraído do supercanal nos receptores (caminho do *drop*) [59],[103], [105]. Após a amostragem o sinal é inserido em um processador IFFT óptico, que remodela os impulsos de volta para sua duração inicial de símbolo. A forma de onda recuperada é, então amplificada e combinada interferométricamente com o sinal O-OFDM do ramo A.

Esse processo cria um *slot* espectral para inserção da nova subportadora a ser adicionada. A inserção ocorre no ramo C, com um banco de lasers transmissores que precisam ser alinhados em tempo e frequência com as subportadoras dos sinais O-OFDM. Observar que nenhuma técnica de laser semente para geração do sinal local O-OFDM foi usada nesta proposta. Tendo como exemplo essa estrutura, foi implementada uma estrutura equivalente no Optisystem, para validação sistêmica dos *setups* de simulação, ou seja, empregando os mesmos subsistemas, o que incluiu o banco de laser no nó intermediário (ROADM). Após esta calibração, o *setup* foi reconfigurado com os

subsistemas estudados nos capítulos 3 e 4 incluindo a geração do sinal O-OFDM a partir de um OCG também no ROADM, como será descrito na seção seguinte.

Figura 5.4. Arquitetura do nó TIDE totalmente óptico (Terabit Interferometric Drop, Add and Extract - TIDE) (modificado de [23]).

5.2.2 Arquitetura ROADM O-OFDM proposta

A Figura 5.5 apresenta a estrutura que foi configurada no simulador para realizar um *add/drop* OFDM totalmente óptico, com algumas alterações em relação ao *layout* proposto em [84]. Na Figura 5.5, o bloco Transmissor Óptico é responsável por realizar a

geração do supercanal óptico. Neste bloco foram testadas, para efeito de comparação de desempenho, duas técnicas de geração, o chaveamento de ganho e a cascata de moduladores. Dos pentes ópticos gerados, para demonstração das funcionalidades do ROADM O-OFDM com processamento totalmente óptico foram selecionadas 4 subportadoras. Esta seleção pode ser realizada por um demultiplexador passivo do tipo AWG com *grid* fixo. Após essa seleção as subportadoras são moduladas individualmente (formato QPSK) e, em seguida, são multiplexadas por uma estrutura interferométrica (O-IFFT), formando o sinal O-OFDM.

Após a geração do supercanal óptico, um divisor de potência permite que se amostra o sinal de modo que se tenha o segundo supercanal “copiado”, ou réplica do original, que será usada pelo bloco *clock recovery* óptico. A outra saída do divisor de potência é ligada ao bloco OFFT, que será responsável por demultiplexar o sinal O-OFDM e separar as subportadoras que se deseja acessar. Para estas simulações foi utilizado uma OFFT com $N = 4$.

Notar, na Figura 5.5, que existe outro bloco transmissor, o Transmissor 2, localizado no nó intermediário. Esse módulo tem a mesma função do Transmissor 1, i.e. gerar um supercanal óptico com as mesmas características do que foi gerado pelo transmissor original. Esta é uma das diferenças entre a topologia proposta em [23] e a proposta nesta tese, ou seja, o banco de lasers para realizar a operação “*add*” é substituído pelo OCG. Além disso, a nova arquitetura utiliza mais um bloco O-FFT, que será responsável por separar as subportadoras. Após esse bloco é feita a seleção das subportadoras que serão inseridas por um bloco O-IFFT no supercanal O-OFDM que sairá deste nó.

O sincronismo de toda as operações é mantido pelos blocos *Gates*, responsáveis pela amostragem de cada subportadora e compreendem moduladores de eletroabsorção (um para cada canal). Todos os *gates* são sincronizados pelo relógio que foi recuperado. O módulo O-IFFT faz o processo inverso do bloco OFFT sendo, portanto, responsável por multiplexar as subportadoras.

O subsistema Receptor opera segundo os mesmos princípios de sincronismos e demultiplexação ópticos, e nele ocorre a análise de desempenho sistêmico para verificar se a operação *add/drop* foi realizada com sucesso.

Para avaliar a influência do bloco de recuperação de relógio no desempenho da estrutura, a mesma operação anterior foi repetida, porém com bloco *clock recovery* desabilitado para a função de inserção (*add*). O resultado é visto na Figura 5.7 e mostra, claramente, que a perda de sincronismo impacta na reconstrução espectral do supercanal. Observar que os dois blocos Transmissores (1 e 2) foram configurados identicamente e, portanto, não havia diferença entre os pentes ópticos gerados por eles.

Figura 5.7 - Espectro do supercanal original (à esquerda) em comparação com o reconstruído (à direita) após a operação *add/drop* sem a inclusão do bloco de sincronismo.

A Figura 5.8 mostra os 4 diagramas de constelação, correspondentes às 4 subportadoras recebidas após o processamento realizado no bloco Receptor, ou seja, após a passagem do supercanal pelo ROADM O-OFDM. Os diagramas comprovam que as recepções das subportadoras foram realizadas normalmente, ou seja, que a inserção da subportadora #4 foi realizada com sucesso, o que valida a estrutura de simulação para estudos sistêmicos. Como teste inicial de desempenho sistêmico, a Figura 5.9 apresenta curvas de BER vs. OSNR para as 4 subportadoras, obtidas através da variação da potência recebida, sob controle de um atenuador variável.

Figura 5.8 - Diagramas de constelações das 4 subportadoras O-OFDM após análise do Receptor Coerente.

Figura 5.9 – Curvas de BER vs OSNR para o layout de simulação add/drop OFDM.

Como informações adicionais, os resultados obtidos para as duas técnicas de geração OCG não variaram significativamente. Outros dados da simulação são: espaçamento entre subportadoras de 25 GHz, o que resultou, para o formato QPSK, na taxa total de 100 Gb/s. O subsistema O-FFT foi configurado com 3 DIs (*delay interferometers*) com atrasos de fase ajustados a cada canal selecionado e atrasos de tempo de $T/2$ no primeiro DI e $T/4$ no segundo DI.

Figura 5.10 - Arquitetura proposta para montar um transmissor O-OFDM, receptor e nó O-OFDM com ROADM.

Para sintetizar a arquitetura ROADM O-OFDM numa concepção C-D-C (*Colorless, Directionless e Contentionless*), a Figura 5.10 apresenta uma proposta que combina os subsistemas para processamento óptico no Transmissor, no Recuperador de relógio, no Receptor, e nas etapas de *add/drop*, de forma a configurar um sistema O-OFDM, com um nó intermediário ROADM). A partir destes diagramas consegue-se visualizar melhor como os subsistemas podem ser interconectados através de tecnologias de fotonica integrada. Para que a técnica O-OFDM se torne economicamente viável é desejável que o projeto de integração tenha como métricas e requisitos de estabilidade nas operações de

processamento óptico, de redução do número de interconexões e de otimização do consumo de energia.

Conforme ilustrado na Figura 5.10, o módulo transmissor compreende um estágio OCG, um WSS, um estágio de modulação e um módulo O-IFFT. O WSS é usado para separar as linhas do pente óptico antes de sua equalização e modulação individuais de cada subportadora. Depois disso, o módulo O-IFFT combina as subportadoras mutuamente ortogonais para gerar o fluxo O-OFDM.

Caso esse seja o nó final para todas as subportadoras, sua recepção pode ser executada diretamente em um estágio receptor que compreende um módulo OFFT-1 e configurações de receptor coerente individual (Rx).

Levando em consideração outra situação, caso o fluxo O-OFDM atravessasse um nó intermediário, a função de extração local (retirada das subportadoras) e inserção (adição das subportadoras) pode ser realizada conforme indicado. Para isso, após a separação das subportadoras, realizada pelo módulo OFFT-2, um módulo de recuperação de relógio oferece sincronismo aos *gates*, moduladores das subportadoras locais e configuração dos receptores (se necessário).

Normalmente, os moduladores de eletroabsorção realizam a operação de amostragem (*gates*), necessários para a extração de subportadoras. O módulo O-IFFT combina as subportadoras, geradas no OCG local, que serão inseridas no supercanal O-OFDM. Observe que o OCG local deve ser travado em fase com o O-OFDM entrante no nó e, para isso, uma referência de fase pode ser usada como indicado.

Alternativamente, e para fins de roteamento (indicado por setas vermelhas), usando interruptores ópticos, o nó intermediário pode incluir mais portas WSS para seleção de banda (na entrada) e recombinação de banda (na saída) para operação *add/drop* ou roteamento de subportadoras em uma banda passante, enquanto as demais subportadoras apenas atravessam o nó.

Como pode ser inferido da arquitetura proposta e da descrição de seus módulos apresentados nos capítulos anteriores, ainda há um longo caminho no projeto de fotônica integrada a ser atravessado antes de se atingir o objetivo final. No entanto, o caminho é relativamente claro e avanços recentes, especialmente diante dos progressos recentes no projeto de estruturas de guia de ondas como moduladores, linhas de atraso e defasadores. Quando integrados com dispositivos optoeletrônicos, eles podem apontar para um futuro próximo promissor para a técnica O-OFDM.

5.3 Simulação de Rede O-OFDM

5.3.1 Rede O-OFDM com nós intermediários para *add/drop*

Para avaliar uma transmissão O-OFDM numa rede configurada em malha, procedeu-se às seguintes etapas. Inicialmente, caminhos ópticos foram montados e analisados separadamente, por meio do uso do software Optisystem, apropriado para análise de sistemas de transmissão óptica. Cada simulação foi feita com base no sistema *add/drop* O-OFDM explicado na seção anterior. Cada estrutura daquela simulada refere-se a um nó da rede, após passar em cada nó da rede é realizada um *add/drop* de uma subportadora O-OFDM. O objetivo é computar o desempenho de cada caminho óptico em termos de uma determinada métrica (BER, Fator Q, taxa de transmissão), considerando todos os *impairments* (efeitos degradantes) do sistema, para cada uma das taxas de transmissão e formato de modulação de interesse. Ao fim desta etapa, dispõe-se então de uma base de dados com o as características dos caminhos simulados e os resultados obtidos referente a cada caminho como pode ser visto numa planilha de dados (por exemplo, arquivo do Excel), uma tabela com todas as características dos caminhos e qual formato de modulação utilizado.

5.3.2 Processo de Simulação

Para tornar o processo de simulação mais simples e rápido (devido à quantidade de simulações necessárias para simular a rede), foi proposto um esquema. O início da simulação compreende a definição da rede a ser simulada no Matlab. A cada simulação é definido um caminho na rede entre um nó origem e um nó destino, e para cada conexão (caminho que pode ser estabelecido) gerada utiliza-se o algoritmo Dijkstra para encontrar o caminho mais curto entre um par de nós origem-destino. Após definido o caminho, utiliza-se o Optisystem para simular a propagação do sinal na fibra diante da estrutura proposta. Os resultados dessas simulações são coletados pelo Matlab e armazenados em um banco de dados. Por fim, os dados armazenados são utilizados para análise de desempenho da estrutura proposta.

As redes simuladas seguem uma arquitetura transparente, ou seja, não há regeneradores, apenas amplificadores ópticos para compensar a atenuação da fibra.

Nessas redes, não acontece conversão eletro-óptica em nós intermediários do caminho óptico (*lightpath*), limitando o alcance do sinal, mas reduzindo o custo da rede. Para o simulador, a rede é representada como uma matriz de pesos, cujo valor de a_{ij} indica a distâncias entre os nós i e j como exemplificado na Figura 5.11. Caso não exista um enlace entre dois nós, o valor adotado para representação é o INF, como a Figura 5.11 mostra na sua representação. Essa matriz é a base para o algoritmo Dijkstra calcular o menor caminho entre o par origem-destino para o qual se deseja estabelecer conexão.

Figura 5.11 - Topologia estudada e sua representação.

Após definir a rede, são geradas as conexões e realizadas as simulações. Todos os enlaces têm como base um arquivo pré-configurado (Figura 5.12) que consiste nos componentes: Transmissor, bloco O-FFT e receptor, como ilustrado nas outras simulações.

Os transmissores e receptores de cada arquivo são montados de acordo com a modulação utilizada, no caso, QPSK (mas o sistema pode ser configurado com outros formatos). Os parâmetros são manipulados de acordo com as características dos caminhos da rede (comprimento do caminho e número de amplificadores).

Figura 5.12 - Arquivo Pré Configurado do Optisystem.

Após carregar o arquivo base, inicia-se a montagem do enlace de acordo com as características solicitadas (a simulação dos enlaces depende da rede que se deseja analisar: são montados enlaces específicos). O algoritmo Dijkstra retorna dois parâmetros: custo e nós pertencentes ao caminho. A partir dessas informações, são criados os componentes necessários para montagem do novo caminho e realizada a conexão entre eles. Um amplificador de linha é adicionado a cada 80 km com figura de ruído igual a 5 dB.

O próximo passo é criar as tabelas, os parâmetros a serem manipulados no Optisystem e os resultados coletados nas simulações devem estar definidos. Cada combinação *add/drop* O-OFDM é representada por uma tabela no banco de dados, colocado em um arquivo Excel para facilitar a análise.

Todas as tabelas possuem os mesmos atributos, além disso, são armazenados os valores de BER e Fator Q para cada subportadora simulada. O arquivo do Excel contém, portanto, todas as simulações realizadas no Optisystem com este simulador de rede, e cada atributo pode ser explicado como indicado na Tabela 5.1, para facilitar a compreensão do leitor.

Tabela 5.1 - Parâmetro das tabelas e suas descrições.

Coluna	Descrição
Id	Identificação do registro de simulação
Canal	Canal Utilizado
Fibra	Comprimento do caminho
Filtro	Número de ADD/DROP no caminho
EDFA	Número de EDFA's no caminho
Fator Q X	Fator Q da polarização no eixo X
Fator Q Y	Fator Q da polarização no eixo Y
BER X	BER calculada para polarização no eixo X
BER Y	BER calculada para polarização no eixo Y

Para exemplificar como as tabelas são montadas no banco de dados podemos analisar a Figura 5.13. A montagem do banco de dados acontece junto com a simulação da rede: primeiro verifica se o caminho está registrado, caso o resultado seja negativo o Optisystem é chamado. Sendo assim, com uma base de dados ampla, o tempo de simulação da rede é reduzido. A interação nesta etapa é apenas entre os pedidos de requisição e o banco de dados. Caso o caminho não esteja presente nas tabelas dos bancos de dados o Optisystem é chamado para simular este novo caminho, e os resultados são alocados na tabela.

Edit Data - PostgreSQL 9.4 (localhost:5432) - paper2017 - 4_100_16QAM											
File Edit View Tools Help											
No limit											
	id [PK] integer	canal integer	fibra double precision	filtro integer	edfa integer	q_factorx double precision	q_factory double precision	berx double precision	bery double precision		caminho text
1	1	1	300	1	0	5.57606177547009	0	1.23012295206029e-008	0		8-3
2	2	2	300	1	0	5.6352092467917	0	8.74238298942927e-009	0		8-3
3	3	3	300	1	0	5.20489976874375	0	9.70506713764415e-008	0		8-3
4	4	4	300	1	0	5.57606177547009	0	1.23012295206029e-008	0		8-3
5	5	1	300	1	0	5.57606177547009	0	1.23012295206029e-008	0		8-3
6	6	2	300	1	0	5.6352092467917	0	1.78288298942927e-009	0		8-3
7	7	3	300	1	0	5.20489976874375	0	9.70506713764415e-008	0		8-3
8	8	4	300	1	0	5.57606177547009	0	1.23012295206029e-008	0		8-3
9	9	1	650	2	5	4.02236035196449	0	2.88089081605964e-005	0		2-3-8
10	10	2	650	2	5	4.87307338278175	0	0.0305291261617499	0		2-3-8
11	11	3	650	2	5	4.27876208780821	0	0.0113406058556168	0		2-3-8
12	12	4	650	2	5	4.36762733496574	0	6.28017847301335e-006	0		2-3-8
13	13	1	400	1	0	4.93731785691779	0	3.96021610538544e-007	0		2-7
14	14	2	400	1	0	4.05688705026462	0	2.4865585010132e-005	0		2-7
15	15	3	400	1	0	4.99773957894301	0	2.90031243834497e-007	0		2-7
16	16	4	400	1	0	4.93731785691779	0	3.96021610538544e-007	0		2-7
17	17	1	550	3	1	1.93349510480697	0	0.0265876177671607	0		3-8-5-7
18	18	2	550	3	1	1.81265166075653	0	0.0349427822496289	0		3-8-5-7
19	19	3	550	3	1	1.87307338278175	0	0.0305291261617499	0		3-8-5-7
20	20	4	550	3	1	1.96802180310709	0	0.0245327645515944	0		3-8-5-7
21	21	1	350	2	5	4.75605269084214	0	9.87074816744858e-007	0		4-3-8
22	22	2	350	2	5	4.95075845395703	0	3.69624289309381e-007	0		4-3-8
23	23	3	350	2	5	4.78803088773504	0	8.4213147437451e-007	0		4-3-8
24	24	4	350	2	5	5.21353144331878	0	9.263955381749e-008	0		4-3-8
25	25	1	400	1	0	4.93731785691779	0	3.96021610538544e-007	0		2-7
26	26	2	400	1	0	4.05688705026462	0	2.4865585010132e-005	0		2-7
27	27	3	400	1	0	4.99773957894301	0	2.90031243834497e-007	0		2-7
28	28	4	400	1	0	4.93731785691779	0	3.96021610538544e-007	0		2-7
29	29	1	600	2	1	2.75350418943492	0	0.00294805077875081	0		6-5-7
30	30	2	600	2	1	2.86444170820672	0	0.0021298501820258	0		6-5-7

Figura 5.13 - Tabela com registros de alocação.

5.3.3 Resultados

Para facilitar o entendimento dos resultados obtidos, foi criada uma tabela com alguns caminhos, como pode ser visto na Tabela 5.2.

Tabela 5.2 – Caminhos na Rede

Caminho	Nós	Distância
Caminho 1	3-4	50 km
Caminho 2	1-2	100 km
Caminho 3	5-7	100 km
Caminho 4	5-8	150 km
Caminho 5	8-5-7	250 km
Caminho 6	2-3	350 km
Caminho 7	3-8	350 km
Caminho 8	4-3-8	350 km
Caminho 9	7-2	400 km
Caminho 10	3-8-5	450 km
Caminho 11	2-3-4	450 km
Caminho 12	3-2-1	450 km
Caminho 13	6-5	500 km
Caminho 14	2-7-5	500 km

Caminho	Nós	Distância
Caminho 15	5-8-3-4	500 km
Caminho 16	1-2-3-4	500 km
Caminho 17	1-2-7	500 km
Caminho 18	3-8-5-7	550 km
Caminho 19	7-5-6	600 km
Caminho 20	1-6	600 km
Caminho 21	7-5-8-3-4	600 km
Caminho 22	1-2-7-5	600 km
Caminho 23	6-5-8	650 km
Caminho 24	8-3-2	650 km
Caminho 25	6-1-2	700 km
Caminho 26	8-3-2-1	750 km
Caminho 27	3-8-5-6	950 km
Caminho 28	6-5-8-3-4	1000 km

Os caminhos representados na Tabela 5.2, representam o caminho percorrido em cada simulação, ou seja, o caminho 1 equivale à distância percorrida do nó 3 para o nó 4, isto é, a simulação saiu do nó 3 para o 4 e realizou um *add/drop* nesse intervalo percorrendo 50 km. Já no caminho 6 a distância equivale a 250 km passando por dois nós e realizando um *add/drop* em cada nó, ou seja, a simulação se inicia no nó 8 percorre a distância até chegar ao nó 5 (150 km, conforme visto na Figura 5.11), realiza o *add/drop* do terceiro canal, depois percorre a distância até chegar ao nó 7, realiza outro *add/drop* do terceiro canal e são analisados as taxas de erros de todos os canais conforme ilustrado na Figura 5.14

Figura 5.14 – BER vs caminho percorrido na análise de transmissão em rede com nós intermediários.

Como pode ser observado, o desempenho de todas as transmissões manteve-se dentro do limite de códigos corretores de erro típicos, ou seja, abaixo de 10^{-4} . Os resultados também indicam que o acúmulo dos efeitos de propagação à medida que distância de transmissão crescia, penalizaram mais que o acúmulo de operações *add/drop*, traduzido pelo número de nós que os supercanais atravessaram. Este é um resultado muito importante, porque representa uma validação das funcionalidades nos nós ROADM O-OFDM. Em última instância, o que limitou o alcance nas transmissões não está associado aos subsistemas O-OFDM, em si, mas aos efeitos de propagação por fibra óptica.

6 Conclusão

Em conclusão, este projeto de pesquisa foi iniciado sob a premissa de que deveria ser possível comparar as técnicas O-OFDM e N-WDM assumindo-se um padrão de referência onde ambas podem ser implementadas usando tecnologias similares. Isso permitiria uma estimativa da complexidade dos circuitos fotônicos e do consumo de energia associado a estas duas técnicas de multiplexação óptica. No entanto, antes que uma comparação mais exata, em termos quantitativos, se torne possível, a técnica O-OFDM ainda encontra obstáculos tecnológicos que precisam ser superados. Apesar dos desafios, os avanços recentes das tecnologias de integração fotônica (baseadas, por exemplo, em PLC) permitem projetar para um prazo relativamente curto a viabilidade de se implementar uma rede O-OFDM estável com nós ROADM adaptados. Para que isso aconteça, é necessário que os projetos de integração fotônica evoluam nesta direção e com este objetivo. Neste sentido, o Apêndice A faz referência a uma demonstração recente da técnica interferométrica integrada aplicada ao processamento óptico (*add/drop*) de um supercanal com 8 subportadoras O-OFDM.

Independentemente do aspecto desafiador dos projetos de integração fotônica, alguns subsistemas ainda requerem simplificações buscando reduzir a complexidade de seus circuitos e o número de interconexões, que dificultam sua integração, sem comprometer seu consumo de energia. Um passo importante para uma estimativa qualitativa destas métricas pode ser dado a partir do estudo realizado nesta tese. Para tanto, foi proposta e avaliada, sob o ponto de vista de desempenho de transmissão sistêmico, uma arquitetura ROADM O-OFDM completa, isto é, que apresenta as mesmas funcionalidades de um ROADM N-WDM completo, ou seja, operação no modo C-D-C (*Colorless, Directionless e Contentionless*). Cada subsistema da arquitetura foi estudado e simulado separadamente para, em seguida, ser configurado na arquitetura ROADM proposta.

Os módulos de geração dos supercanais O-OFDM foram estudados experimental e teoricamente durante o projeto de mestrado, e uma descrição mais detalhada dos *setups* de simulação referentes a esta etapa podem ser encontradas, por exemplo, em [25, 27, 40, 43]. Os demais subsistemas foram estudados nesta tese, e para eles as simulações

numéricas foram calibradas a partir de dados experimentais e/ou obtidos da literatura. Desta forma, demonstrou-se o funcionamento de interferômetros configurados para efetuar a multiplexação e a demultiplexação de subportadoras. O fundamento de sua operação são as transformadas rápidas de Fourier, inversa e direta, respectivamente, implementadas no domínio óptico. Os braços dos interferômetros incluem linhas de atraso e defasadores que em algumas configurações podem ser substituídos por filtros ou, simplesmente, retirados.

Para que a transmissão O-OFDM com nós intermediários seja possível, é necessário que a ortogonalidade e o sincronismo entre subportadoras sejam sempre mantidos e, neste sentido, duas técnicas de conversão espectral para recuperação do relógio responsável pelo sincronismo dos *gates* de amostragem foram estudadas. A primeira, baseada no efeito não linear da mistura de quatro ondas, requer o uso combinado de 1 a 2 lasers de bombeamento (e, em alguns casos, amplificadores ópticos EDFA adicionais) associados a amplificadores semicondutores SOA, para garantir os níveis de potência necessários ao processo FWM. Esta técnica foi usada em algumas demonstrações encontradas na literatura, mas apesar de relativamente simples requer um número de componentes optoeletrônicos que podem vir a comprometer a premissa de redução do consumo de energia. Visando encontrar uma alternativa, nesta tese foi demonstrado com sucesso o uso da conversão espectral linear, baseada em filtragem passiva, associada a apenas um SOA, para realizar as mesmas funcionalidades de recuperação de relógio e sincronismo. Embora conhecida na literatura, após uma extensa revisão bibliográfica não se encontrou nenhum registro desta técnica aplicada a sistemas O-OFDM.

Uma vez avaliados individualmente, os subsistemas estudados foram configurados numa rede com 8 nós conectados em malha onde cada nó compreendeu um ROADM O-OFDM completo e onde as distâncias entre os nós variavam de 50 a 800 km (com amplificadores de linha espaçados a cada 80 km). Para estas simulações foi acoplado ao simulador Optisystem 13.3 um programa desenvolvido em Matlab, necessário para coletar e gerar os bancos de dados que iriam alimentar o simulador segundo as operações de *add/drop* realizadas nos nós. Os resultados destas simulações de rede indicaram que a principal penalidade não está associada às operações nos nós, mas sim, aos efeitos deletérios de propagação pelos caminhos ópticos.

Como conclusão, a Tabela 6.1 apresenta um mapeamento inicial dos componentes empregados nos subsistemas estudados (OCG, Recuperador de Relógio, O-

FFT e O-IFFT). A partir deste primeiro levantamento, torna-se possível associar pesos aos subsistemas conforme o custo e o número de elementos empregados além do consumo de energia dos mesmos. Esta seria uma base inicial para a comparação entre as técnicas O-OFDM e N-WDM.

Tabela 6.1 – Mapeamento inicial dos subsistemas e componentes necessários para agregar um ROADM convencional as funcionalidades O-OFDM com N subportadoras

Subsistema		Componente ativo	Componente passivo (sem acopladores e divisores)	Subsistema	Quant.
OCG	Cascata de 2 moduladores			Gerador de RF	1
		Driver de RF			2
		Diodo Laser cw(semente)			1
		Modulador de fase			2
		Linha de atraso elétrica			1
		VOA			N
			Demultiplexador		1
			Multiplexador		1
	Chaveamento de ganho			Gerador de RF	1
		Driver de RF			2
		Diodo Laser cw(semente)			1
		VOA			N
			Demultiplexador		1
			Multiplexador		1
Recuperador de relógio	Chaveamento espectral não linear	SOA			2
		Diodo Laser cw (bombeio)			2
			Filtro Passa Banda		3
	Chaveamento espectral linear	SOA			1
			Isolador óptico		1
			Filtro Fabry-Perot		1
O-FFT (“demux” e “drop”)				Recuperador de relógio	1
				OCG	1
		Modulador de Eletroabsorção			N
		Defasador óptico			N-1
			Linha de atraso óptica		N-1
			Filtro Passa banda (opcional)		4
O-IFFT (“mux” e “add”)				Recuperador de relógio	1
				OCG	1
		Defasador óptico			N-1
		Modulador de Eletroabsorção			N
			Linha de atraso óptica		N-1

Dando continuidade a esta tabela, portanto, a primeira sugestão para o próximo trabalho é um levantamento mais preciso sobre todos componentes envolvidos para, em seguida, realizar o estudo comparativo das tecnologias N-WDM e O-OFDM quando ambas forem implementadas por circuitos fotônicos integrados. A Tabela 6.1 é uma referência inicial para uma avaliação da complexidade de integração e consumo de energia.

Uma vez realizado este estudo, para trabalhos futuros na área de integração fotônica, sugere-se a pesquisa e o desenvolvimento dos subsistemas para demonstração experimental da operação O-OFDM numa transmissão ponto a ponto com nós intermediários.

6.1 Publicações referente a Tese

Publicado:

1. R. J. L. Ferreira, M. L. Rocha, S. M. Ranzini,” System performance evaluation of an optical superchannel originated from different optical comb generation techniques “, Journal of Microwaves, Optoelectronics and Electromagnetic Applications, V. 12, N. SI-2, 66-78, 2013.

2. R. J. L. Ferreira, M. M. Feres, D. M. Pataca, and M. de L. Rocha, “Optical Comb Generation Techniques,” V International Workshop on Telecommunications, IWT, 2013, pp. 1-5, <http://www.inatel.br/iwt2013/index.php/accepted-papers-sp-7407291>

3. R.J.L. Ferreira, M.L.Rocha, D.M.Pataca, “ On the orthogonality of subcarriers in an linear- regime transmission of optical superchannels genrated by diferent techniques”, SP3.34, MOMAG 2014.

4. Ferreira, R. J. L., Dourado, D. M., Rodrigues, M. M., Rocha, M. L., Rossi, S. M., & Pataca, D. M. (2017). All-optical fast fourier transform for processing an optical

OFDM superchannel. In 2017 SBMO/IEEE MTT-S International Microwave and Optoelectronics Conference (IMOC) (pp. 1–5). IEEE.

Aceito para publicação:

5. Rocha, M. L., Ferreira, R. J. L., Dourado, D. M., Rodrigues, M. M., Ranzini S. M., Rossi. S. M., Simões, F. D. Pataca, D. M. Challenges towards a cost - effective implementation of optical OFDM (pp. 1–31). In 2018 Springer International Publishing.

6. Pataca, D. M., Ferreira, R. J. L., Dourado, D. M., & Rocha, M. L. (2018). Fundamentos e desafios tecnológicos para implementação de sistemas O-OFDM. In SBMO - Simpósio Brasileiro de Micro-ondas e Optoeletrônica/ Momag, Santa Rita do Sapucaí – MG.

7. Ferreira, R. J. L., Dourado, D. M., Pataca, D. M., & Rocha, M. L. (2018). Linear spectral conversion for all-optical synchronization of O-OFDM QPSK subcarriers. In SBFoton 2018, Aguas de Lindoia - SP.

Submetido:

8. R. J. L. Ferreira, D. M. Dourado, M. F. Massimino, D. M. Pataca, M. L. Rocha, An O-OFDM ROADM architecture evaluation aiming at an operation with cost-effective energy consumption, submetido ao periódico Optical Fiber Technology .

6.2 Outras Publicações durante o período de realização da pesquisa

D. M. Dourado, R. J. L. Ferreira, M. de Lacerda Rocha, and U. R. Duarte, “Energy consumption and bandwidth allocation in passive optical networks,” Optical Switching and Networking, vol. 28, pp. 1–7, 2018.

Dourado, D. M., Ferreira, R. J. L., Rocha, M. L., & Duarte, U. R. (2018). Planejamento de TWDM-PON com eficiência espectral e energética. In SBMO -

Simpósio Brasileiro de Micro-ondas e Optoeletrônica/ Momag, Santa Rita do Sapucaí – MG.

Vanzella, L. A., Ferreira, R. J. L., & Rocha, M. L. (2018). Roll-off factor control to increase the energy efficiency of a Nyquist-WDM pulse-shaping filter. In SBFoton 2018, Aguas de Lindoia - SP.

7 Apêndice A – Comentários adicionais

A. 1. Integração fotônica para O-IFFT/O-FFT

Não importa se aplicado ao O-OFDM ou ao N-WDM, será sempre conveniente substituir as tecnologias de alto consumo de energia (por exemplo, no processamento de sinal digital de alta velocidade) por técnicas de processamento de sinal totalmente ópticas. Isso representa uma alternativa potencialmente eficiente em termos energéticos para a sua contraparte eletrônica, quer para o N-WDM ou O-OFDM. Por esse motivo apenas, a pesquisa sobre o processamento de sinal totalmente óptica já é justificável, especialmente quando aplicada para melhorar a eficiência espectral dos sistemas.

Esse é o contexto para o desenvolvimento da tecnologia OFDM totalmente óptica, pois emprega um grande número de dispositivos passivos, tais como linhas de atraso óptico, deslocadores de fase ópticos, filtros ópticos e acopladores ópticos, geralmente conectados em configurações interferométricas. Nesse cenário, pesquisas realizadas nesta área reportam configurações variadas, mas que incluem esses elementos. Em comum, essas propostas utilizam ou visam o uso de tecnologias geralmente baseadas em guia de onda planar de sílica (*Planar Lightwave Circuit - PLC*).

Apesar dos muitos desafios no projeto de circuitos de fotônica integrada, há de se destacar os avanços no projeto de moduladores interferométricos. O motivo é que esta estrutura é fundamental para a implementação de várias etapas de processamento óptico nos sistemas O-OFDM. Dentre estes desafios, o consumo de energia elétrica para operar o modulador ainda é um problema crítico.

Conforme relacionado em [117], a potência necessária para operar o dispositivo aumenta com a frequência de modulação e pode ser medida pela proporção da potência operacional por unidade de largura de banda. Geralmente, essa figura de mérito é expressa em watts por hertz [117] ou em joule por bit [33].

A eficiência energética tem sido enfatizada nos últimos anos como uma das métricas mais importantes das interfaces envolvendo circuitos fotônicos e circuitos

eletrônicos. Ao verificar o estado da arte em dispositivos fotônicos, estudos mostram que a melhor alternativa para o consumo de energia é focada em moduladores eletro-ópticos (EO), como pode ser visto em [118]–[120]. O consumo de energia de um modulador EO depende das propriedades físicas dos defasadores e do projeto eletrônico dos circuitos de controle (*drivers*).

Como exemplo de um projeto reportado recentemente na literatura, aplicado à operação O-OFDM, a Figura A.1 mostra um demultiplexador O-OFDM de 8 canais ópticos baseado em uma técnica integrada de (*Silicon-on-Insulator*, SOI) usando o PLC implementado por Hai Yu et al. [121].

Figura A.7.1 - Demultiplexador OFDM de 8 canais baseado em PL, cujo layout é visto no inset (adaptado de [120]).

Basicamente, a estrutura combina interferômetros Mach-Zehnder (MZI) em cascata em três estágios e os estágios adjacentes dos MZIs são conectados por um acoplador direcional. O comprimento do caminho diferencial de cada estágio MZI é projetado de forma que o primeiro estágio tenha o comprimento mais longo, o segundo estágio tenha um comprimento igual à metade do primeiro estágio e o terceiro estágio tenha a metade do comprimento da segunda etapa. Em um braço de cada etapa MZI, há um desvio de fase, que é usado para ajustar a diferença de fase entre os dois braços. Com a diferença de fase específica em cada MZI de fase, como mostrado, as saídas de oito canais formam o sinal O-OFDM demultiplexado em oito subportadoras diferentes. Mais detalhes sobre a fabricação do dispositivo podem ser encontrados em [121].

A. 2. Consumo de energia em moduladores fotônicos

Uma questão importante no estudo de dispositivos fotônicos é a energia elétrica necessária para operar um modulador. Conforme relatado em [117], a potência necessária para o dispositivo operar aumenta com a frequência de modulação e pode ser medida pela razão entre a potência de operação por unidade de largura de banda. Normalmente, essa figura de mérito é expressa em watts por hertz [117], ou em joule por bit [33].

A eficiência energética vem se destacando nos últimos anos como uma das mais importantes métricas de interfaces envolvendo circuitos fotônicos e circuitos eletrônicos. Ao verificar o estado da arte em dispositivos fotônicos, estudos mostram que a melhor alternativa para o consumo de energia é focada em moduladores eletro-ópticos (EO), como pode ser visto em [118]–[120]. O consumo de energia de um modulador EO depende das propriedades físicas dos deslocadores de fase e do projeto eletrônico dos circuitos de acionamento. A Figura A.2 mostra dois exemplos de circuitos equivalentes usados para medir o consumo de energia em moduladores eletro-ópticos.

Convencionalmente, alguns moduladores são projetados como dispositivos de ondas viajantes, que têm impedância de entrada combinada de 50Ω (r_i) combinada com a impedância da linha de transmissão e cabos de RF de 50Ω de impedância da linha de transmissão e cabos de RF (Z_L) para alcançar a máxima transferência de energia para a linha de transmissão (Figura A.2(a)). Neste caso, a tensão de condução (V_D) é apenas metade da tensão da fonte de circuito aberto (V_0). Portanto, para um formato de modulação OOK simples, por exemplo, o consumo de energia por bit ($E_{bit,R}$) no modulador pode ser estimado considerando-se a dissipação de energia no resistor de carga (R_L) durante um *slot* de duração de bit (T_{bit}) como [122]:

$$E_{bit,R} = \frac{V_D^2 \times T_{bit}}{4R_L} \quad (A.1)$$

Assim, considerando $V_D = 1 \text{ V}$, $R_L = 50 \Omega$, taxa de bits de 10 Gb/s e duração de bit igual a 100 ps, por exemplo, o consumo de energia por bit será igual a 500 fJ/bit [122].

Figura A.7.2 - Exemplo de circuito equivalente para um modulador eletro-óptico combinado com (a) carga resistiva e (b) carga capacitiva (adaptada de [121]).

Por outro lado, segundo Koos et al. [122], este consumo de energia pode ser reduzido usando moduladores *Silicon Organic Hybrid* (SOH), uma vez que os deslocadores de fase dessas estruturas podem ser fabricados em dimensões muito menores do que os dispositivos baseados na dispersão de portadores livres. Como consequência, o comprimento dos deslocadores de fase dos moduladores SOH pode ser curto em comparação com o comprimento de onda de RF do sinal de modulação, de modo que o dispositivo não precisa ser projetado em uma configuração de onda de deslocamento combinada com impedância. Assumindo que os circuitos de acionamento eletrônico podem ser integrados nas proximidades, de modo que as linhas de energia do circuito possam ser mantidas curtas e a impedância não seja necessária, esses moduladores (SOH) podem ser operados por cargas puramente capacitivas, como mostrado na Figura A.2(b)).

Considerando um modulador SOH operando abaixo de sua frequência de corte [$f_c = 1/(2\pi r_i C)$], a tensão de acionamento atinge um valor de estado permanente equivalente a $V_D = V_0$. Assim, o consumo de energia será relacionado à dissipação de energia no resistor r_i durante o carregamento e a descarga do capacitor (C). Para um formato de modulação NRZ OOK, por exemplo, o consumo de energia por bit ($E_{bit,C}$) nesta classe de moduladores é dado por [122]:

$$E_{bit,C} = \frac{V_D^2 \times C}{4} \quad (A.2)$$

Considerando $V_D = 1$ V e um deslocador de fase de $500 \mu\text{m}$, que possui capacitância de 200 fF, por exemplo, o consumo de energia por bit ($E_{bit,C}$) pode ser estimado em 50 fJ/bit. Note que, quando comparado com o valor do exemplo de onda viajante anterior, esse valor é 10 vezes menor em magnitude [122].

8 Apêndice B - Simulações

Para facilitar as reproduções das simulações este apêndice apresenta as configurações utilizadas nas simulações deste trabalho (paletas do Optisystem) bem com os parâmetros de simulação.

Figura 8.1 – Configuração para as simulações com ADD/DROP.

Figura 8.2 - Configuração para as simulações sem ADD/DROP.

Figura 8.3 – Configuração para simulação da transmissão em back-2-back.

Figura 8.4 – Configuração para simulação utilizando o loop de recirculação.

Para realizar as simulações foram utilizados os parâmetros da Tabela 8.1.

Tabela 8.1 – Parâmetros das Simulações

Parâmetros	Valores	Unidades
Taxa de Bits	50	Gb/s
Amostras por bit	8	-
T	40	ps
Frequência do Laser	193.1	THz
Largura de linha	0.5	MHz
Frequência do Gerador de RF	25	GHz
Frequência do filtro FPF	193.1	THz
Faixa Espectral Livre	25	GHz
Atenuação	1, 2,..., 20	dB
Número de Voltas no Loop	1, 2,..., 10	-
Ganho do amplificador	10	dB
Figura de Ruído	5	dB
Atenuação da Fibra	0.2	dB/km
Dispersão da Fibra	16.75	ps/nm/km
Frequência do Gerador de RF	25	GHz
Frequência do filtro FPF	193.1	THz
Faixa Espectral Livre	25	GHz
Atenuação	1, 2,..., 20	dB
Número de Voltas no Loop	1, 2,..., 10	-
Ganho do amplificador	10	dB
Figura de Ruído	5	dB
Atenuação da Fibra	0.2	dB/km
Dispersão da Fibra	16.75	ps/nm/km
PMD	0.05	ps/sqrt(km)
Não linearidades	ativo	-
Frequência do oscilador Local	192.025, 193.05, 193.075, 193.1 Ch1, Ch2, Ch3, Ch4	THz
Largura de linha do oscilador local	0.5	MHz
Formato de Modulação	QPSK	-

9 Referências Bibliográficas

- [1] G. E. Keiser, “A Review of WDM Technology and Applications,” *Opt. Fiber Technol.*, vol. 5, no. 1, pp. 3–39, Jan. 1999.
- [2] J. R. S. P. C. BECKER, N. A. OLSSON, *Erbium-Doped Fiber Amplifiers: Fundamentals and Technology*. San Diego, 1999.
- [3] E. B. Desurvire, “Capacity Demand and Technology Challenges for Lightwave Systems in the Next Two Decades,” *J. Light. Technol.*, vol. 24, no. 12, pp. 4697–4710, Dec. 2006.
- [4] D. C. Kilper *et al.*, “Power Trends in Communication Networks,” *IEEE J. Sel. Top. Quantum Electron.*, vol. 17, no. 2, pp. 275–284, Mar. 2011.
- [5] D. Kilper, K. Guan, K. Hinton, and R. Ayre, “Energy Challenges in Current and Future Optical Transmission Networks,” *Proc. IEEE*, vol. 100, no. 5, pp. 1168–1187, May 2012.
- [6] Qunbi Zhuge, M. Morsy-Osman, Xian Xu, M. Chagnon, Meng Qiu, and D. V. Plant, “Spectral Efficiency-Adaptive Optical Transmission Using Time Domain Hybrid QAM for Agile Optical Networks,” *J. Light. Technol.*, vol. 31, no. 15, pp. 2621–2628, Aug. 2013.
- [7] M. Bhopalwala, H. Rastegarfar, D. C. Kilper, M. Wang, and K. Bergman, “Energy efficiency of optical grooming of QAM optical transmission channels,” *Opt. Express*, vol. 24, no. 3, p. 2749, Feb. 2016.
- [8] A. Udalcovs, R. Schatz, L. Wosinska, and P. Monti, “Analysis of Spectral and Energy Efficiency Tradeoff in Single-Line Rate WDM Links,” *J. Light. Technol.*, vol. 35, no. 10, pp. 1847–1857, May 2017.
- [9] Cisco, “Cisco Global Cloud Index : Forecast and Methodology , 2015–2020,” *White Pap.*, pp. 1–41, 2015.
- [10] E. Palkopoulou, G. Bosco, A. Carena, D. Klonidis, P. Poggiolini, and I. Tomkos, “Nyquist-WDM-Based Flexible Optical Networks: Exploring Physical Layer Design Parameters,” *J. Light. Technol.*, vol. 31, no. 14, pp. 2332–2339, Jul. 2013.
- [11] S. Chandrasekhar and Xiang Liu, “OFDM Based Superchannel Transmission

- Technology,” *J. Light. Technol.*, vol. 30, no. 24, pp. 3816–3823, Dec. 2012.
- [12] X. Liu, S. Chandrasekhar, and P. J. Winzer, “Digital Signal Processing Techniques Enabling Multi-Tb/s Superchannel Transmission: An overview of recent advances in DSP-enabled superchannels,” *IEEE Signal Process. Mag.*, vol. 31, no. 2, pp. 16–24, Mar. 2014.
- [13] I. B. Djordjevic, *Advanced Optical and Wireless Communications Systems*. Cham: Springer International Publishing, 2018.
- [14] W. Shieh, H. Bao, and Y. Tang, “Coherent optical OFDM: theory and design,” *Opt. Express*, vol. 16, no. 2, p. 841, 2008.
- [15] R. Schmogrow *et al.*, “Real-Time Digital Nyquist-WDM and OFDM Signal Generation: Spectral Efficiency Versus DSP Complexity,” in *European Conference and Exhibition on Optical Communication*, 2012, no. 1, p. Mo.2.A.4.
- [16] J. Yu and J. Zhang, “Recent progress on high-speed optical transmission,” *Digit. Commun. Networks*, vol. 2, no. 2, pp. 65–76, May 2016.
- [17] M. Song *et al.*, “Flexible Optical Cross-Connects for High Bit Rate Elastic Photonic Transport Networks [Invited],” *J. Opt. Commun. Netw.*, vol. 8, no. 7, p. A126, Jul. 2016.
- [18] Y. Jaouen *et al.*, “Multi-band OFDM Transmission with Sub-band Optical Switching,” in *39th European Conference and Exhibition on Optical Communication (ECOC 2013)*, 2013, no. 4, pp. 762–764.
- [19] H. Sanjoh, E. Yamada, and Y. Yoshikuni, “Optical orthogonal frequency division multiplexing using frequency/time domain filtering for high spectral efficiency up to 1 bit/s/Hz,” in *Optical Fiber Communication Conference and Exhibit*, 2012, pp. 401–402.
- [20] D. Hillerkuss *et al.*, “Single Source Optical OFDM Transmitter and Optical FFT Receiver Demonstrated at Line Rates of 5.4 and 10.8 Tbit/s,” in *Optical Fiber Communication Conference*, 2010, p. PDPC1.
- [21] S. J. Fabbri, S. Sygletos, E. Pincemin, K. Sugden, and A. D. Ellis, “First experimental demonstration of terabit interferometric drop, add and extract multiplexer,” in *2014 The European Conference on Optical Communication (ECOC)*, 2014, pp. 1–3.
- [22] S. J. Fabbri, S. Sygletos, A. Perentos, E. Pincemin, K. Sugden, and A. D. Ellis, “Experimental Implementation of an All-Optical Interferometric Drop, Add, and Extract Multiplexer for Superchannels,” *J. Light. Technol.*, vol. 33, no. 7, pp.

- 1351–1357, Apr. 2015.
- [23] S. Sygletos, S. Fabbri, F. Ferreira, M. Sorokina, A. Perentos, and A. Ellis, “All-optical add-drop multiplexer for OFDM signals,” in *2015 17th International Conference on Transparent Optical Networks (ICTON)*, 2015, pp. 1–4.
 - [24] D. Hillerkuss *et al.*, “Simple all-optical FFT scheme enabling Tbit/s real-time signal processing,” *Opt. Express*, vol. 18, no. 9, p. 9324, Apr. 2010.
 - [25] R. J. L. FERREIRA and M. L. ROCHA, “Estudo de Sistemas com Multiportadoras Ópticas Ortogonais e Coerentes,” *Dissertação de Mestrado, USP*, São carlos, São Paulo, 2013.
 - [26] Z. Wang, K. S. Kravtsov, Y.-K. Huang, and P. R. Prucnal, “Optical FFT/IFFT circuit realization using arrayed waveguide gratings and the applications in all-optical OFDM system,” *Opt. Express*, vol. 19, no. 5, p. 4501, Feb. 2011.
 - [27] R. J. L. Ferreira, D. M. Dourado, M. M. Rodrigues, M. L. Rocha, S. M. Rossi, and D. M. Pataca, “All-optical fast fourier transform for processing an optical OFDM superchannel,” in *2017 SBMO/IEEE MTT-S International Microwave and Optoelectronics Conference (IMOC)*, 2017, pp. 1–5.
 - [28] Wei Jia, M. J. Power, Hongyu Zhang, R. J. Manning, and F. C. Garcia Gunning, “Methods for synchronisation of superchannels in an optical node,” in *17th International Conference on Transparent Optical Networks (ICTON)*, 2015, pp. 1–4.
 - [29] M. Power, W. Jia, R. P. Webb, R. J. Manning, and F. C. Garcia Gunning, “Clock Recovery of Phase Modulated Optical OFDM Superchannel,” in *Optical Fiber Communication Conference*, 2014, p. W3F.1.
 - [30] G. Noida, “40 Gbit / S All-Optical Signal Regeneration with Soa In Mach-Zehnder Configuration,” vol. 6, no. 2, pp. 33–35, 2013.
 - [31] K. Lee, C. T. D. Thai, and J. K. Rhee, “All optical discrete Fourier transform processor for 100 Gbps OFDM transmission,” *Opt. Express*, vol. 16, no. 6, pp. 4023–8, 2008.
 - [32] Ching-Hsien Chang, Chin-Liang Wang, and Yu-Tai Chang, “A novel memory-based FFT processor for DMT/OFDM applications,” in *1999 IEEE International Conference on Acoustics, Speech, and Signal Processing. Proceedings. ICASSP99 (Cat. No.99CH36258)*, 1999, vol. 4, pp. 1921–1924 vol.4.
 - [33] G. T. Reed, G. Mashanovich, F. Y. Gardes, and D. J. Thomson, “Silicon optical modulators,” *Nat. Photonics*, vol. 4, no. 8, pp. 518–526, Aug. 2010.

- [34] N. Ji, D. E. Milkie, and E. Betzig, "Adaptive optics via pupil segmentation for high-resolution imaging in biological tissues," *Nat. Methods*, vol. 7, no. 2, pp. 141–147, 2010.
- [35] A. D. Ellis, M. E. McCarthy, M. A. Z. Al Khateeb, M. Sorokina, and N. J. Doran, "Performance limits in optical communications due to fiber nonlinearity," *Adv. Opt. Photonics*, vol. 9, no. 3, p. 429, Sep. 2017.
- [36] R. W. Chang, "Orthogonal frequency multiplex data transmission system," PATENT 3488445.
- [37] N. Weste and D. J. Skellern, "VLSI for OFDM," *IEEE Commun. Mag.*, vol. 36, no. 10, pp. 127–131, 1998.
- [38] W. Shieh and I. Djordjevic, "Orthogonal Frequency Division Multiplexing for Optical Communications," *Acad. Press*, 2010.
- [39] R. Prasad, *OFDM for wireless communication systems*. 2004.
- [40] R. J. L. Ferreira, M. De Lacerda Rocha, and S. M. Ranzini, "System performance evaluation of an optical superchannel originated from different optical comb generation techniques," *J. Microwaves, Optoelectron. Electromagn. Appl.*, vol. 12, no. SPEC. ISSUE 2, pp. 66–78, 2013.
- [41] J. Hoxha and G. Cincotti, "Performance limits of all-optical OFDM systems," in *2013 15th International Conference on Transparent Optical Networks (ICTON)*, 2013, pp. 1–4.
- [42] W. Shieh, H. Bao, and Y. Tang, "Coherent optical OFDM: theory and design," *Opt. Express*, vol. 16, no. 2, p. 841, 2008.
- [43] S. Chandrasekhar and X. Liu, "Terabit superchannels for high spectral efficiency transmission," *Eur. Conf. Opt. Commun. ECOC*, vol. 1–2, pp. 19–23, 2010.
- [44] R. J. L. Ferreira, M. M. Feres, D. M. Pataca, and M. de L. Rocha, "Optical Comb Generation Techniques," 2013, pp. 1–4.
- [45] R. Jales Lima Ferreira, M. de Lacerda Rocha, E. P. da Silva, and D. Moutinho Pataca, "Cascade of amplitude- and phase-modulator in four different configurations of superchannel generation," in *2013 SBMO/IEEE MTT-S International Microwave & Optoelectronics Conference (IMOC)*, 2013, pp. 1–5.
- [46] D. M. Pataca, F. D. Simoes, and M. de Lacerda Rocha, "Optical frequency comb generator for coherent WDM system in Tb/s applications," in *2011 SBMO/IEEE MTT-S International Microwave and Optoelectronics Conference (IMOC 2011)*, 2011, no. 978-1-4577-1662-1, pp. 30–34.

- [47] M. E. Marhic, "Discrete Fourier transforms by single-mode star networks," *Opt. Lett.*, vol. 12, no. 1, p. 63, Jan. 1987.
- [48] a E. Siegman, "Fiber Fourier optics," *Opt. Lett.*, vol. 26, no. 16, p. 1215, Aug. 2001.
- [49] R. Bouziane *et al.*, "Optimizing FFT Precision in Optical OFDM Transceivers," *IEEE Photonics Technol. Lett.*, vol. 23, no. 20, pp. 1550–1552, Oct. 2011.
- [50] R. P. Giddings, X. Q. Jin, and J. M. Tang, "First experimental demonstration of 6Gb/s real-time optical OFDM transceivers incorporating channel estimation and variable power loading," *Opt. Express*, vol. 17, no. 22, p. 19727, Oct. 2009.
- [51] Q. Yang, S. Chen, Y. Ma, and W. Shieh, "Real-time reception of multi-gigabit coherent optical OFDM signals," *Opt. Express*, vol. 17, no. 10, p. 7985, May 2009.
- [52] Y. Ma, Q. Yang, Y. Tang, S. Chen, and W. Shieh, "1-Tb/s per Channel Coherent Optical OFDM Transmission with Subwavelength Bandwidth Access," in *Optical Fiber Communication Conference and National Fiber Optic Engineers Conference*, 2009, vol. 1, p. PDPC1.
- [53] E. Palushani, H. C. H. Mulvad, D. Kong, P. Guan, M. Galili, and L. K. Oxenløwe, "All-optical OFDM demultiplexing by spectral magnification and band-pass filtering," *Opt. Express*, vol. 22, no. 1, p. 136, Jan. 2014.
- [54] K. Puntsri, E. Khansalee, and W. Wongtrairat, "Experimental demonstration of 1024-IFFT FPGA implementation with 3.98 Gbps throughput for CO-OFDMA-PON transmitters," in *2017 International Electrical Engineering Congress, iEECON 2017*, 2017, vol. 17, no. Cd, pp. 1–4.
- [55] S. Chandrasekhar and X. Liu, "Experimental investigation on the performance of closely spaced multi-carrier PDM-QPSK with digital coherent detection," *Opt. Express*, vol. 17, no. 24, p. 21350, Nov. 2009.
- [56] A. D. Ellis and F. C. G. Gunning, "Spectral density enhancement using coherent WDM," *IEEE Photonics Technol. Lett.*, vol. 17, no. 2, pp. 504–506, Feb. 2005.
- [57] J. Leuthold *et al.*, "Terabit/s FFT processing – optics can do it on-the-fly," in *2010 12th International Conference on Transparent Optical Networks*, 2010, pp. 1–4.
- [58] D. Hillerkuss *et al.*, "Novel Optical Fast Fourier Transform Scheme Enabling Real-Time OFDM Processing at 392 Gbit/s and beyond," in *Optical Fiber Communication Conference*, 2010, no. c, p. OWW3.
- [59] D. Hillerkuss *et al.*, "Low-Complexity Optical FFT Scheme Enabling Tbit/s All-Optical OFDM Communication."

- [60] S. Kodama *et al.*, “2.3 picoseconds optical gate monolithically integrating photodiode and electroabsorption modulator,” *Electron. Lett.*, vol. 37, no. 19, p. 1185, 2001.
- [61] H. Sanjoh, E. Yamada, and Y. Yoshikuni, “Optical orthogonal frequency division multiplexing using frequency/time domain filtering for high spectral efficiency up to 1 bit/s/Hz,” in *Optical Fiber Communication Conference and Exhibit*, 2002, pp. 401–402.
- [62] N. Takato, T. Kominato, A. Sugita, K. Jinguji, H. Toba, and M. Kawachi, “Silica-based integrated optic Mach-Zehnder multi/demultiplexer family with channel spacing of 0.01-250 nm,” *IEEE J. Sel. Areas Commun.*, vol. 8, no. 6, pp. 1120–1127, 1990.
- [63] N. Takato, K. Jinguji, M. Yasu, H. Toba, and M. Kawachi, “Silica-based single-mode waveguides on silicon and their application to guided-wave optical interferometers,” *J. Light. Technol.*, vol. 6, no. 6, pp. 1003–1010, Jun. 1988.
- [64] S. Suzuki, Y. Inoue, and T. Kominato, “High-density integrated 1×16 optical FDM multi/demultiplexer,” in *Proceedings of LEOS’94*, vol. 2, pp. 263–264.
- [65] K. Takiguchi, M. Oguma, T. Shibata, and H. Takahashi, “Demultiplexer for optical orthogonal frequency-division multiplexing using an optical fast-Fourier-transform circuit,” *Opt. Lett.*, vol. 34, no. 12, p. 1828, Jun. 2009.
- [66] “Centellax, personal correspondence with Michael Iritz of Centellax, Inc. 12 July 2010.”.
- [67] T. von Lerber, H. Ludvigsen, and A. Romann, “Resonator based measurement technique for quantification of minute birefringence,” *Opt. Express*, vol. 12, no. 7, p. 1363, 2004.
- [68] S. Kawanishi and M. Saruwatari, “New-type phase-locked loop using travelling-wave laser-diode optical amplifier for very high-speed optical transmission,” *Electron. Lett.*, vol. 24, no. 23, p. 1452, 1988.
- [69] H. Bülow, “Optoelectronic synchronisation scheme for ultrahigh-speed optical demultiplexer,” *Electron. Lett.*, vol. 31, no. 22, pp. 1937–1938, Oct. 1995.
- [70] I. D. Phillips, A. Gloag, D. G. Moodie, N. J. Doran, I. Bennion, and A. D. Ellis, “Drop and insert multiplexing with simultaneous clock recovery using an electroabsorption modulator,” *IEEE Photonics Technol. Lett.*, vol. 10, no. 2, pp. 291–293, Feb. 1998.
- [71] H. Dong, H. Sun, G. Zhu, Q. Wang, and N. K. Dutta, “Clock recovery using

- cascaded LiNbO₃ modulator,” *Opt. Express*, vol. 12, no. 20, p. 4751, 2004.
- [72] M. W. Chbat, P. A. Perrier, and P. R. Prucnal, “Optical clock recovery demonstration using periodic oscillations of a hybrid electrooptic bistable system,” *IEEE Photonics Technol. Lett.*, vol. 3, no. 1, pp. 65–67, Jan. 1991.
 - [73] B. Mikkelsen *et al.*, “320-Gb/s single-channel pseudolinear transmission over 200 km of nonzero-dispersion fiber,” *IEEE Photonics Technol. Lett.*, vol. 12, no. 10, pp. 1400–1402, Oct. 2000.
 - [74] M. Jinno and T. Matsumoto, “All-optical timing extraction using a 1.5 μ m self pulsating multielectrode DFB LD,” *Electron. Lett.*, vol. 24, no. 23, p. 1426, 1988.
 - [75] M. Mohrle, U. Feister, J. Horer, R. Molt, and B. Sartorius, “Gigahertz self-pulsation in 1.5 μ m wavelength multisection DFB lasers,” *IEEE Photonics Technol. Lett.*, vol. 4, no. 9, pp. 976–978, Sep. 1992.
 - [76] K. Smith and J. K. Lucek, “All-optical clock recovery using a mode-locked laser,” *Electron. Lett.*, vol. 28, no. 19, p. 1814, 1992.
 - [77] H. Cho, “Optical clock recovery scheme for a high bit rate nonreturn-to-zero signal using fiber Bragg grating filters,” *Opt. Eng.*, vol. 44, no. 2, p. 020502, Feb. 2005.
 - [78] M. Jinno and T. Matsumoto, “Optical tank circuits used for all-optical timing recovery,” *IEEE J. Quantum Electron.*, vol. 28, no. 4, pp. 895–900, Apr. 1992.
 - [79] T. von Lerber, J. Tuominen, H. Ludvigsen, S. Honkanen, and F. Küppers, “Investigation of multiwavelength clock recovery based on heterodyne beats of sideband-filtered signal,” *Opt. Commun.*, vol. 271, no. 1, pp. 87–90, 2007.
 - [80] T. von Lerber, J. Tuominen, H. Ludvigsen, S. Honkanen, and F. Kueppers, “Multichannel and rate all-optical clock recovery,” *IEEE Photonics Technol. Lett.*, vol. 18, no. 12, pp. 1395–1397, Jun. 2006.
 - [81] J. Zhao and A. D. Ellis, “Offset-QAM based coherent WDM for spectral efficiency enhancement,” *Opt. Express*, vol. 19, no. 15, p. 14617, Jul. 2011.
 - [82] Shun Yao, B. Mukherjee, and S. Dixit, “Advances in photonic packet switching: an overview,” *IEEE Commun. Mag.*, vol. 38, no. 2, pp. 84–94, 2000.
 - [83] Y.-K. Huang, E. Ip, Z. Wang, M.-F. Huang, Y. Shao, and T. Wang, “Transmission of Spectral Efficient Super-Channels Using All-Optical OFDM and Digital Coherent Receiver Technologies,” *J. Light. Technol.*, vol. 29, no. 24, pp. 3838–3844, Dec. 2011.
 - [84] P. J. Winzer, “An Opto-Electronic Interferometer and Its Use in Subcarrier Add/Drop Multiplexing,” *J. Light. Technol.*, vol. 31, no. 11, pp. 1775–1782, Jun.

- 2013.
- [85] X. Zhang and Z. Wu, "Linear optical signal processing with optical filters: a tutorial," *Front. Optoelectron.*, vol. 9, no. 3, pp. 377–389, Sep. 2016.
 - [86] V. G. Ta'eed *et al.*, "Error free all optical wavelength conversion in highly nonlinear As-Se chalcogenide glass fiber," *Opt. Express*, vol. 14, no. 22, p. 10371, 2006.
 - [87] V. G. Ta'eed *et al.*, "Self-phase modulation-based integrated optical regeneration in chalcogenide waveguides," *IEEE J. Sel. Top. Quantum Electron.*, vol. 12, no. 3, pp. 360–370, May 2006.
 - [88] A. Bogoni, X. Wu, S. R. Nuccio, and A. E. Willner, "640 Gb/s All-Optical Regenerator Based on a Periodically Poled Lithium Niobate Waveguide," *J. Light. Technol.*, vol. 30, no. 12, pp. 1829–1834, Jun. 2012.
 - [89] Y. Yu, X. Zhang, J. B. Rosas-Fernández, D. Huang, R. V. Pentty, and I. H. White, "Single SOA based 16 DWDM channels all-optical NRZ-to-RZ format conversions with different duty cycles," *Opt. Express*, vol. 16, no. 20, p. 16166, Sep. 2008.
 - [90] X. Chen, Y. Yu, and X. Zhang, "All-Optical Logic Minterms for Three-Input Demodulated Differential Phase-Shift Keying Signals at 40 Gb/s," *IEEE Photonics Technol. Lett.*, vol. 23, no. 2, pp. 118–120, Jan. 2011.
 - [91] F. Wang, Y. Yu, Y. Zhang, and X. Zhang, "All-Optical Clock Recovery Using a Single Fabry–Perot Semiconductor Optical Amplifier," *J. Light. Technol.*, vol. 30, no. 11, pp. 1632–1637, Jun. 2012.
 - [92] T. Luo *et al.*, "All-optical chromatic dispersion monitoring of a 40-Gb/s RZ signal by measuring the XPM-generated optical tone power in a highly nonlinear fiber," *IEEE Photonics Technol. Lett.*, vol. 18, no. 2, pp. 430–432, Jan. 2006.
 - [93] Jie Li, B.-E. Olsson, M. Karlsson, and P. A. Andrekson, "OTDM add-drop multiplexer based on XPM-induced wavelength shifting in highly nonlinear fiber," *J. Light. Technol.*, vol. 23, no. 9, pp. 2654–2661, Sep. 2005.
 - [94] M. P. Fok and C. Shu, "Multipump Four-Wave Mixing in a Photonic Crystal Fiber for 6×10 Gb/s Wavelength Multicasting of DPSK Signals," *IEEE Photonics Technol. Lett.*, vol. 19, no. 15, pp. 1166–1168, Aug. 2007.
 - [95] 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," *Opt. Express*,

- vol. 16, no. 20, p. 15325, Sep. 2008.
- [96] I. Lyubomirsky, C.-C. Chien, and Y.-H. Wang, "Optical DQPSK Receiver With Enhanced Dispersion Tolerance," *IEEE Photonics Technol. Lett.*, vol. 20, no. 7, pp. 511–513, Apr. 2008.
 - [97] L. Zhang, J.-Y. Yang, Y. Li, M. Song, R. G. Beausoleil, and A. E. Willner, "Monolithic modulator and demodulator of differential quadrature phase-shift keying signals based on silicon microrings," *Opt. Lett.*, vol. 33, no. 13, p. 1428, Jul. 2008.
 - [98] R. Maram Qartavol, M. Li, and J. Azana, "High-Speed All-Optical NOT Gate Based on Spectral Phase-Only Linear Optical Filtering," in *Optical Fiber Communication Conference/National Fiber Optic Engineers Conference 2013*, 2013, vol. 1, p. JW2A.62.
 - [99] R. Maram, D. Kong, M. Galili, L. K. Oxenløwe, and J. Azaña, "Ultrafast All-Optical Clock Recovery Based on Phase-Only Linear Optical Filtering," in *Optical Fiber Communication Conference*, 2014, p. W3F.2.
 - [100] M. Ferrera *et al.*, "Ultra-Fast Integrated All-Optical Integrator," in *Conference on Lasers and Electro-Optics 2010*, 2010, p. CFL2.
 - [101] W. Jia, M. J. Power, H. Zhang, R. J. Manning, and F. C. G. Gunning, "Methods for synchronisation of superchannels in an optical node," *Int. Conf. Transparent Opt. Networks*, vol. 2015–August, pp. 1–4, 2015.
 - [102] T. T. Htike, Z. Myo, and H. M. Tun, "An All-optical 3R Regenerator Using Fiber-based Four Wave Mixing," vol. 4, no. 07, pp. 2–6, 2015.
 - [103] M. J. Power, W. Jia, R. P. Webb, R. J. Manning, and F. C. G. Gunning, "Four-wave mixing for clock recovery of phase modulated optical OFDM superchannel," *Opt. Express*, vol. 22, no. 6, p. 7007, Mar. 2014.
 - [104] R. Maram Qartavol, M. Li, and J. Azana, "High-Speed All-Optical NOT Gate Based on Spectral Phase-Only Linear Optical Filtering," in *Optical Fiber Communication Conference/National Fiber Optic Engineers Conference 2013*, 2013, p. JW2A.62.
 - [105] S. V. Vaseghi, *Advanced Signal Processing and Digital Noise Reduction*. New York: Wiley, 1996., 2005.
 - [106] N. Vs, "Optical Clock Recovery with Fabry-Perot Filter based on Fiber Bragg Gratings," in *International Conference on Fibre Optics and Photonics*, 2012, p. WPo.45.

- [107] F. Ohman, S. Bischoff, B. Tromborg, and J. Mork, "Semiconductor devices for all-optical regeneration," in *Proceedings of 2003 5th International Conference on Transparent Optical Networks, 2003.*, 2003, vol. 2, pp. 41–46.
- [108] ITU-T, "G.694.1 (02/2012), Spectral grids for WDM applications: DWDM frequency grid," *Ser. G.694.1*, pp. 1–16, 2012.
- [109] A. Lord, Y. R. Zhou, R. Jensen, A. Morea, and M. Ruiz, *Elastic Optical Networks*. Cham: Springer International Publishing, 2016.
- [110] M. C. Parker, A. D. Cohen, and R. J. Mears, "Dynamic digital holographic wavelength filtering," *J. Light. Technol.*, vol. 16, no. 7, pp. 1259–1270, Jul. 1998.
- [111] M. C. Parker, A. D. Cohen, and R. J. Mears, "Dynamic holographic spectral equalization for WDM," *IEEE Photonics Technol. Lett.*, vol. 9, no. 4, pp. 529–531, Apr. 1997.
- [112] Keyao Zhu and B. Mukherjee, "Traffic grooming in an optical WDM mesh network," *IEEE J. Sel. Areas Commun.*, vol. 20, no. 1, pp. 122–133, 2002.
- [113] T. Richter *et al.*, "Coherent In-line Substitution of OFDM Subcarriers Using Fiber-Frequency Conversion and Free-Running Lasers," in *Optical Fiber Communication Conference: Postdeadline Papers*, 2014, p. Th5B.6.
- [114] S. Frisken, G. Baxter, D. Abakoumov, H. Zhou, I. Clarke, and S. Poole, "Flexible and Grid-less Wavelength Selective Switch using LCOS Technology," in *Optical Fiber Communication Conference/National Fiber Optic Engineers Conference 2011*, 2011, p. OTuM3.
- [115] A. J. Lowery, "Design of arrayed-waveguide grating routers for use as optical OFDM demultiplexers," *Opt. Express*, vol. 18, no. 13, p. 14129, Jun. 2010.
- [116] K. E. Stubkjaer, "Semiconductor optical amplifier-based all-optical gates for high-speed optical processing," *IEEE J. Sel. Top. Quantum Electron.*, vol. 6, no. 6, pp. 1428–1435, Nov. 2000.
- [117] M. J. Deen and P. K. Basu, *Silicon Photonics*, vol. 3290. Chichester, UK: John Wiley & Sons, Ltd, 2012.
- [118] W. Hartmann *et al.*, "100 Gbit/s OOK using a silicon-organic hybrid (SOH) modulator," in *2015 European Conference on Optical Communication (ECOC)*, 2015, vol. 2015–Novem, no. 1, pp. 1–3.
- [119] S. Wolf *et al.*, "DAC-Less Amplifier-Less Generation and Transmission of QAM Signals Using Sub-Volt Silicon-Organic Hybrid Modulators," *J. Light. Technol.*, vol. 33, no. 7, pp. 1425–1432, Apr. 2015.

- [120] S. Wolf *et al.*, “An Energy-Efficient 252 Gbit/s Silicon-Based IQ-Modulator,” in *Optical Fiber Communication Conference*, 2016, vol. 1, p. Th3J.2.
- [121] H. Yu, H. Yu, H. Chen, M. Chen, S. Yang, and S. Xie, “All-Optical OFDM Demultiplexer Based on an Integrated Silicon-on-Insulator Technique,” *IEEE Photonics J.*, vol. 8, no. 1, pp. 1–7, Feb. 2016.
- [122] C. Koos *et al.*, “Silicon-Organic Hybrid (SOH) and Plasmonic-Organic Hybrid (POH) Integration,” *J. Light. Technol.*, vol. 34, no. 2, pp. 256–268, Jan. 2016.