UNIVERSIDADE DE SÃO PAULO ESCOLA DE ENGENHARIA DE SÃO CARLOS DEPARTAMENTO DE ENGENHARIA ELÉTRICA

Leonardo Antonio Vanzella

Formatação Geométrica de Pulso em Sistemas Coerentes Nyquist-WDM

São Carlos 2017

Leonardo Antonio Vanzella

Formatação Geométrica de Pulso em Sistemas Coerentes Nyquist-WDM

Dissertação apresentada à Escola de engenharia de São Carlos, da Universidade de São Paulo, como parte dos requisitos para obtenção do título de Mestre em Ciências, Programa de Engenharia elétrica¹.

Área de concentração: Telecomunicações Orientadora: Profa. Dra. Mônica de Lacerda Rocha

São Carlos 2017

¹Trata-se da versão corrigida da dissertação. 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 DESTE TRABALHO, POR QUALQUER MEIO CONVENCIONAL OU ELETRÔNICO, PARA FINS DE ESTUDO E PESQUISA, DESDE QUE CITADA A FONTE.

 Vanzella, Leonardo Antonio Formatação Geométrica de Pulso em Sistemas Coerentes Nyquist-WDM / Leonardo Antonio Vanzella; orientadora Mônica de Lacerda Rocha. São Carlos, 2017.
 Dissertação (Mestrado) - Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica e Área de Concentração em Telecomunicações -- Escola de Engenharia de São Carlos da Universidade de São Paulo, 2017.
 Nyquist WDM. 2. N-WDM. 3. roll-off. 4. Sistemas ópticos flexíveis. 5. Supercanal. 6. OFDM. 7. Redes ópticas. I. Título.

FOLHA DE JULGAMENTO

Candidato: Engenheiro LEONARDO ANTÔNIO VANZELLA.

Título da dissertação: "Formatação de pulso em sistemas coerentes Nyquist-WDM".

Data da defesa: 19/05/2017.

Comissão Julgadora:

Resultado:

novads

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

Prof. Dr. Marcelo Luis Francisco Abbade (Universidade Estadual Paulista "Júlio de Mesquita Filho"/UNESP – São João da Boa Vista)

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

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, por me apoiar e me ajudar em todas as minhas escolhas.

Agradecimentos

Inicio essa sessão já agradecendo a conquista deste trabalho à minha orientadora, Mônica de Lacerda Rocha, pela competente orientação durante todas as etapas do mestrado, me apresentando caminhos e novas referências, ajudando nas simulações e pelas várias correções e melhorias realizadas nesta dissertação, assim como no artigo publicado. Serei sempre grato por toda essa experiência. Gostaria de agradecer também ao CPqD e em especial ao Jacklyn e todos os pesquisadores que participaram da contribuição experimental que foi fundamental na exploração das simulações desta dissertação.

Este parágrafo é todo de minha família, onde sempre tive o apoio em todas minhas decisões e sempre esteve de braços abertos em meus momentos de dificuldade. Agradeço por toda minha vida a meu pai Clésio Antonio e minha mãe Ana Adélia por todos seus esforços e oportunidades que me deram e meus irmãos Bárbara e Leandro por estarem sempre comigo. Meu agradecimento especial à minha esposa Manoela pela paciência, apoio e compreensão nos momentos de ausência.

Agradeço também aos amigos de minha cidade Sertãozinho e São Carlos em especial Rafael Jales e Diego Dourado por toda a ajuda no laboratório e pelos conhecimentos transmitidos.

E finalmente, agradeço à DLG pelos dias cedidos para a conclusão desse trabalho.

Resumo

VANZELLA, L. A., Formatação Geométrica de Pulso em Sistemas Coerentes Nyquist-WDM. 2017. 136p. Dissertação (Mestrado) - Escola de Engenharia de São Carlos, Universidade de São Paulo, São Carlos, 2017.

A necessidade de transmissão de canais modulados a taxas a partir de 400 Gb/s tem motivado a pesquisa e os esforços relativos às tecnologias de camada física habilitadores desta alta capacidade. A atenção se volta, principalmente, aos *frontends* (transmissores e receptores), aliados aos processadores digitais de sinal (*Digital Signal Processors*, DSPs), às técnicas de amplificação óptica e a novos tipos de fibra óptica.

Em particular a técnica baseada no emprego de filtros de Nyquist combinados à multiplexação de comprimentos de onda (*Wavelength Division Multiplexing*, DWM), conhecida como Nyquist-WDM, ou N-WDM, tem atraído grande interesse para geração de supercanais ópticos, hoje um dos elementos chave nos sistemas de redes ópticas.

O estudo dos fundamentos e casos particulares dos filtros de Nyquist são aprofundados nesta dissertação para o controle de seus parâmetros, em especial o parâmetro conhecido como fator de *roll-off*, em aplicações que requerem flexibilidade na ocupação espectral e até o reaproveitamento das limitações do filtro para atenuar alguns efeitos lineares e não lineares na fibra. A técnica utiliza um tipo de formatação geométrica de pulso e é limitada pelo ajuste grosso do fator de *roll-off*, mas como abordagem inicial, permite estabelecer uma série de compromissos na concepção do circuito eletrônico de um transponder sintonizável.

Uma investigação teórica foi feita em um sistema PM-16QAM de 21x256 Gb/s, a partir de dados experimentais obtidos com roll-off igual 0,1, para análise do efeito no desempenho sistêmico do ajuste do excesso de largura de banda (em relação à banda de Nyquist) de um filtro formatador de pulso. O fator de *roll-off* foi ajustado e seu impacto no desempenho do sistema, em termos de alcance, foi verificado. A partir dos resultados, foi observado que, desde que a taxa de erro de bit, BER, esteja dentro do limite do código corretor de erro (forward error

corrector, FEC), o valor de *roll-off* pode ser ajustado para um valor ótimo de acordo com a configuração do sistema e as metas requeridas. Uma vez encontrada a relação entre a BER e o fator de roll-off, foi possível determinar um fator de mérito que relaciona a resolução do filtro de Nyquist, em função do número de taps que ele emprega, o consumo de energia da DSP e, consequentemente, a BER. O compromisso assim estabelecido entre o desempenho sistêmico, o consumo de energia e o fator de roll off representa a principal contribuição desta dissertação.

Palavras-chave: Nyquist WDM, N-WDM, *roll-off*, sistemas ópticos flexíveis, supercanal, OFDM, redes ópticas

Abstract

VANZELLA, L. A., **Geometric Pulse Shaping in Nyquist-WDM Coherent Systems**. 2017. 136p. Dissertação (Mestrado) - Escola de Engenharia de São Carlos, Universidade de São Paulo, São Carlos, 2017.

The need for transmission of channels modulated at rates greater than 400 Gb/s has motivated the research and efforts related to the physical layer technologies that will enable this high capacity. The attention turns mainly to the frontends (transmitters and receivers), allied to digital signal processors (DSPs), optical amplification techniques and new types of optical fiber.

The technique based on the use of Nyquist filters combined with Wavelength Division Multiplexing (WDM), known as Nyquist-WDM, or N-WDM, has attracted great interest for the generation of optical super-channels, today one of the key elements in optical network systems.

The study of the fundamentals and particular cases of the Nyquist filters are detailed in this dissertation for mastering the control of the parameters, especially the parameter known as roll-off factor, for applications that require flexibility in the spectral occupation and even the reutilization of the limitations of the filter to attenuate some linear and non-linear effects on the fiber. The technique uses a geometric type of pulse-shaping, and is limited by the roll-off factor tunning, but as an initial approach, it allows to establish a series of compensations in the design of the electronic circuit of a tunable transponder.

A theoretical investigation was made on a 21x256 Gb/s PM-16QAM system, taken as reference the experimental data obtained with roll-off equal to 0.1, to analyze the effects of adjusting the excess bandwidth (relative to the Nyquist band) of a pulse-shaping filter. The roll-off factor was tunned and its impact on the system performance in terms of range effects was verified. From the results, it was observed that, as long as the bit error ratio, BER, is within the FEC limit, the roll-off parameter can be set to an optimum value according to the system configuration and required targets. Once the relationship between the BER and the roll-off factor was found, it was possible to determine a merit factor that relates the resolution of the Nyquist filter, as a function of the number of taps it uses, the energy consumption of the DSP and, consequently, the BER. The compromise thus established between system performance, energy consumption and roll off represents the main contribution of this work.

Keywords: Nyquist WDM, N-WDM, roll-off, flexible optic systems, super-channels, OFDM, optical networks

Lista de Figuras

1.1	Projeções Cisco VNI feitas em 2015.	2
1.2	Alguns formatos em QAM serial implementados em sistemas ópticos: Da es-	
	querda para a direita PDM 256-QAM, PDM 64-QAM, PDM 32-QAM, PDM	
	16-QAM e PDM QPSK	4
1.3	"Supercanais" Ópticos.	8
1.4	Modelo de comunicação com destaque do DM	14
1.5	Distribuições de probabilidade empregadas para PS-64-QAM. As barras indi-	
	cam a probabilidade de cada símbolo na modulação. De (a) a (d), as distribui-	
	ções "tendem" a 16QAM e as entropias $H(P_i)$ diminuem	15
2.1	Função Rect(t).	21
2.2	Função $sinc(s)$	21
2.3	Relação entre função Rect(t) e $sinc(f)$	22
2.4	Espectro da função $sinc(t)$	22
2.5	(a) Processo de convolução com truncamento da resposta ao impulso desejado;	
	(b) Aproximação resultante de "janelamento" da resposta ao impulso desejado.	23
2.6	Diagramas de espectro e tempo de pulso para N-WDM	24
2.7	Diagramas de espectro e tempo de pulso para OFDM	24
2.8	Taxa de símbolo R_{s} , suporte espectral W e largura de banda do canal B para	
	uma transmissão de pulso com um espectro raiz quadrada de cosseno levantado.	26
2.9	BER teórico para curva de desempenho de SNR para 16QAM versus curva	
	OSNR para PM-16QAM com taxa de bits de 224 Gb/s	27

2.10	BER como função do SNR para diferentes formatos de modulação descritos no	
	texto.	29
2.11	Gráficos de BER e capacidade	30
2.12	Canal de comunicação usando WDM	32
2.13	Projeção para nova demanda da capacidade	33
2.14	Função rect e <i>sinc</i> na frequência e no tempo.	35
2.15	Implementação do Transmissor.	35
2.16	Pulsos com formatação sinc.	36
2.17	Espectros de sinais retangulares e <i>sinc</i> .	37
2.18	Espectro de canais N-WDM usando vários comprimentos de símbolos (trunca-	
	gem da função $sinc$) , onde $f_T/2$ é a frequência de Nyquist. Os traços no eixo	
	verticais têm uma distância de 10dB	38
2.19	Respostas de um filtro cosseno levantado para vários fatores de roll-off	39
2.20	Sinal no tempo obtido com filtragem de um sinal RZ	43
2.21	Transmissor N-WDM.	44
2.22	Esquerda: Espectro óptico 9x10 GBaud N-WDM PDM-QPSK. Direita: Espec-	
	tro Digital na recepção do sinal N-WDM PDM-QPSK	45
2.23	OFDM com o formato do pulso no domínio do tempo à esquerda e o espectro	
	de frequências à direita.	46
2.24	Transmissor OFDM	47
2.25	Modelo de transmissor dentro do FPGA com filtro N-WDM	48
2.26	Forma direta do filtro FIR	50
2.27	Fenômeno de Gibbs. (a) Resposta ao impulso de um FIR passa-baixa com	
	L = 16. (b) Passa-faixa com $L = 16$. (c) Resposta ao impulso de um FIR	
	passa-baixa com $L = 128$ (d) Passa-faixa com $L = 128$.	52
2.28	Modelo em Blocos Simulink do filtro FIR $L = 4$	55
2.29	Resposta de um degrau do filtro FIR com $L = 4$ no Simulink	56
2.30	Resposta de um degrau do filtro FIR com $L = 12$ no Simulink	56

2.31	Placa com FPGA e Transponders.	59
3.1	Diagrama do esquema de modulação N-WDM criado no OptiSystem 13	62
3.2	Representação dos blocos para sistema N-WDM	63
3.3	Ambiente do software ModelSim Edição Altera Starter Edition	64
3.4	Setup inicial para testes com filtro de Nyquist. O filtro de nyquist encontra-se	
	incorporado ao Modulador PM-16QAM	65
3.5	Layout com o filtro na saída do PC	67
3.6	Layout com filtro como gerador de pulsos M-Ary cosseno levantado	68
3.7	Comparação com tipos de filtragem Nyquist e roll-off 0,1 (a) M-ary Cosseno	
	Levantado, antes da amplificação óptica. (b) Filtro Óptico Cosseno Levantado.	68
3.8	Espectros sem amplificação óptica, para comparação com diferentes fators de	
	<i>roll-off</i> (a) 0,1 (b) 0,12575 (c) 0,2505 (d) 0,5	69
3.9	Gráficos de BER vs. roll-off e OSNR x roll-off	70
3.10	Resultados dos experimentos com BER vs. OSNR (B2B)	71
3.11	Configuração experimental para a validação do sistema TOSA	72
3.12	Hardware TOSA.	73
3.13	Placas de avaliação para o dispositivo sob teste e DSP	73
3.14	Espectro de N-WDM	74
3.15	Medições B2B e resultados da transmissão para 200G	76
3.16	Resultados das simulações com B2B e transmissão WDM 200G. Gráfico de	
	BER vs. OSNR	77
3.17	Resultados das simulações com canal único 200G BER vs. L	78
3.18	Resultados das simulações com transmissão WDM 200G BER vs. L	78
3.19	Espectro N-WDM da simulação das 21 subportadoras espaçadas em 37,5 GHz.	79
3.20	Gráfico de BER vs. <i>roll-off</i> para sistema com L = 500 km	80
3.21	Gráfico de BER vs. L para sistema com diferentes fatores de roll-off	81

3.22	B.22 BER vs. Roll-off com $\gamma \neq 0$ com e sem compensação de efeitos não lineares		
	no DSP	83	
3.23	Gráfico do consumo dos filtros FIR MAC e DA para diferentes <i>taps</i>	85	
3.24	Gráficos do número de Taps do filtro de Nyquist e fator de Roll-off pela frequên-		
	cia de rejeita-faixa w_s normalizada, dada em π rad/amostras	86	
3.25	Figura de mérito considerando <i>roll-off</i> (α), Número de taps do filtro e potência		
	dinâmica do filtro	87	
A.1	Esquema da Paleta Principal do simulador com 5 subportadoras	105	
A.2	Esquema da Paleta Principal do simulador com 21 subportadoras	106	

Lista de Tabelas

2.1	Tabela de parâmetros de funções "janela" comumente usadas.	53
3.1	Especificações fibra Corning Vascade EX2000	75
3.2	Especificações do filtro com frequência de corte normalizada w_p	85

Lista de abreviaturas e siglas

- ADC Analog to Digital Converter
- ASE Amplified Spontaneous Emission
- ASIC Application Specific Integrated Circuits
- AWGN Additive White Gaussian Noise
- B2B Back to Back
- BER Bit Error Rate
- BP Band Pass
- BPD Balanced Photodetectors
- BPSK Binary Phase Shift Keying
- BW BandWidth
- CAGR Compound Annual Growth Rate
- CD Chromatic Dispersion
- CLB Configurable Logical Blocks
- CS Constellation Shaping
- CSD Canonic Signed Digit

CWDM Coarse Wavelength Division Multiplexing

- DA Distributed Arithmetic
- DAC Digital to Analog Converter
- DBP Digital Back Propagation
- DM Distribution Matcher
- DP-QPSK Dual Polarization Quadrature Phase-Shift Keying
- DSP Digital Signal Processing
- DUT Device Under Test
- DWDM Dense Wavelength Division Multiplexing
- ECL External Cavity Laser
- EDFA Erbium Dopped Fiber Amplifier
- ENOB Effective number of bits
- EO Electro-Optical
- EVB Evaluation Board
- FDM Frequency Division Multiplexing
- FEC Forward Error Corrector
- FFT Fast Fourier Transform
- FIR Finite Impulse Response
- FPGA Field Programmable Gate Array
- FWM Four Wave Mixing

- ICI Inter-Carrier Interference
- IFFT Inverse Fast Fourier Transform
- IIR Infinite Impulse Response
- IOB Input-Output Blocks
- IQ In-phase and Quadrature
- IQ-MZM IQ Mach-Zehnder Modulator
- ISI Inter-Symbol Interference
- LO Local Oscillator
- LTI Linear Time Invariant
- M-QAM M-th Order Quadrature Amplitude Modulation
- MAC Multiply Accumulate
- MC Multi-Carrier
- MZM Mach-Zehnder Modulator

N-WDM Nyquist WDM

- NF Noise Figure
- NGI No Guard Interval
- NLC Non Linear Compensation
- NLI Non-Linear Interference
- NRZ Non Return to Zero
- OCG Optical Comb Generator

OFDM Orthogonal Frequency-Division Multiplexing

OIF Optical Internetworking Forum

OOFDM Optical OFDM

OOK On Off Keying

- OSNR Optical Signal To Noise Ratio
- OTDM Ortogonal Time Domain Multiplexing
- PAPR Peak-to-Average Power Ratio
- PC Polarization Combiner
- PDM Polarization Division Multiplexing
- PDM-QPSK Polarization Division Multiplexed with QPSK
- PM-16QAM Polarization Multiplexed 16 Quadrature Amplitude Modulation
- PMD Polarization Mode Dispersion
- PMQ Polarization-Multiplexed Quadrature Modulator
- POF Proggramable Optical Filter
- PRBS Pseudo Random Bit Sequence
- PS Probabilistic Shaping
- PSD Power Spectral Density
- PWC Power Combiner
- QAM Quadrature Amplitude Modulation
- QoS Quality of Service

QPSK Quadrature Phase-Shift Keying

- RC Raised Cosine
- **ROSA** Receiver Optical Sub-Assemblies
- RRC Root Raised Cosine
- RRCPG Root Raised Cosine Pulse Generator
- RZ Return to Zero
- SC Single-Carrier
- SD-FEC Software Defined FEC
- SE Spectral Efficiency
- SMF Single-Mode Fiber
- SNR Signal To Noise Ratio
- TL Tunable Laser
- TOSA Transmitter Optical Sub-Assemblies
- VHDL Very High Speed Integrated Circuit Hardware Description Language
- VNI Visual Networking Index
- VSB Vestigial Side Band
- WDM Wavelength Division Multiplexing
- XPM Cross Phase Modulation

Sumário

1	Introdução				1
	1.1	Formatação de P	ulso		8
	1.2 Classificação das técnicas de formatação de pulsos			• •	13
	1.3	Metodologia Pro	posta		16
	1.4	Organização da I	Dissertação		16
2 Nyquist WDM (N-WDM)			DM)		19
	2.1	Introdução e fun	damentos		19
	2.2	Capacidade do ca	anal		24
	2.3	Filtro de Nyquist	t		30
		2.3.1 N-WDM	[32
		2.3.2 Filtro Co	osseno Levantado		38
		2.3.3 Aplicaçã	io		41
	2.4 Sistemas N-WDM		Μ		42
		2.4.1 Sistemas	OFDM-Óptico		46
		2.4.2 Consider	cações sobre os sistemas N-WDM	• •	47
2.5 Filtros Digitais				49	
		2.5.1 Teoria do	os filtros FIR		50
		2.5.2 Método d	de projeto "Direct Window"		51
		2.5.3 Método d	de projeto "FIR Direto"		54
	2.6	2.6 Circuitos eletrônicos			57

3 Resultados obtidos			
	3.1	Modelo de simulação	61
	3.2	Simulação do filtro de Nyquist	66
	3.3	Experimento de referência	70
	3.4	Configuração experimental	72
	3.5	Resultados experimentais	75
	3.6	Resultados simulados	76
	3.7	Variação dos parâmetros de Nyquist	79
	3.8	Influência do roll-off	81
	3.9	Influência do roll-off sobre a eficiência energética	84
4	Con	clusões e Trabalhos Futuros	89
Re	eferên	icias Bibliográficas	92
A	A Equações		
B	Cód	igo VHDL	107

Capítulo 1

Introdução

Este capítulo introduz os conceitos fundamentais de formatação de pulsos, em especial o fator conhecido como roll-off, estudados nos capítulos seguintes. Para tanto, inicia com uma descrição de configuração sistêmica e o cenário em que ela se insere.

Uma das mais conhecidas projeções de tráfego de dados, publicada anualmente pela Cisco (*Visual Networking Index*, VNI), estima para 2020, um aumento no tráfego global IP próximo a um triplo em comparação às medições feitas em 2015 [1]. Esse aumento da demanda por largura de banda (*BandWidth*, BW) vem sendo observado desde a popularização da internet em meados de 1990 e as projeções de crescimento para tráfegos IP de maneira geral são de 72,5 exabytes por mês em 2015 para 194,4 exabytes por mês em 2020, sendo uma taxa de crescimento anual composta (*Compound Annual Growth Rate*, CAGR) de 22% como pode ser observado na Figura 1.1 [1].

Com base nesse cenário, podemos compreender a evolução que acontece a partir da década de 70, quando os enlaces ópticos começaram a ser empregados, bem como o crescimento dos sistemas de comunicação teve a acentuada aceleração observada. A primeira grande aplicação surgiu com o transporte de canais telefônicos pela fibra e desde então surgiu uma necessidade



Figura 1.1: Projeções Cisco VNI feitas em 2015[1].

crescente de disponibilizar cada vez mais banda aos usuários, consequência do expressivo consumo no tráfego IP de vídeo e dados - a maior contribuição para essa elevação.

Ao final de 2015, aproximadamente 40% do tráfego IP era originado de dispositivos diferentes de PCs e projeções para 2020 estimam uma diminuição para até 33% desses dispositivos. Com o aumento expressivo no uso de dispositivos móveis, que atualmente compreende entre 25% a 28% do uso da banda, nota-se um crescimento exponencial no seu uso, sendo necessário o surgimento de canais com altíssima capacidade de transporte, também conhecidos como supercanais [2], modulados a taxas da ordem de Terabit/s, onde a informação é codificada em uma ou várias subportadoras.

Atualmente, já estão em operação comercial enlaces ópticos com canais 100G (modulados a 100 Gb/s). Numa perspectiva histórica, um dos marcos dessa evolução ocorreu na década de 1990, com a introdução dos amplificadores ópticos a fibra óptica dopada com Érbio (*Erbium Dopped Fiber Amplifier*, EDFAs), junto com a evolução de novas fibras ópticas, técnicas e dispositivos de compensação de efeitos de dispersão e não-linearidades das fibras. O uso da multiplexação em comprimento de onda (*Wavelength Division Multiplexing*, WDM) foi disseminado por meio destes avanços e desde então os sistemas WDM evoluíram de taxas de 2,5 Gb/s/canal, para 10G, 40G e 100G, que representam hoje a tecnologia dominante nas redes ópticas de entroncamento [3].

A demanda prevista para os sistemas em 100G para um futuro próximo tem levado à pesquisa intensiva [4], bem como a esforços de padronização sobre as opções de transporte de camada física em determinadas configurações, como por exemplo, suportar operações a 100 Gb/s por pelo menos 40 km de fibra monomodo (Single-Mode Fiber, SMF) e com taxa de erro de bit (*Bit Error Rate*, BER) da ordem de 10^{-12} [5]. Dependendo da configuração do enlace, uma solução seria o uso de transporte paralelo, dividindo-se 100 Gb/s entre várias vias paralelas (por exemplo, usando fibra monomodo com múltiplos núcleos ou fibra multimodo). Essa solução de multiplexação espacial é uma alternativa ao transporte mais comum que é feita sob a forma serial (ou seja, em um único comprimento de onda óptico e uma única fibra), com WDM como uma opção para carregar vários fluxos de dados de 100 Gb/s por uma fibra monomodo. Enquanto as opções de transmissões paralelas tendem a dominar as aplicações de curto alcance no acesso e espaço de interconexão, o transporte serial é visto como a opção mais econômica para taxas a partir de 100 Gb/s em backbones [6]. Contudo, a necessidade de transmissão de portadores ópticos individualmente modulados a taxas iguais ou superiores a 400 Gb/s tem motivado a investigação de muitas tecnologias disruptivas [7]. Este esforço concentrou-se principalmente nos frontends (transmissores e receptores) aliados ao processamento eletrônico (processador de sinal digital, e corretor de erro direto), técnicas de amplificação ótica e novos tipos de fibra óptica, todos destinados a resolver problemas que impedem o aumento da eficiência e flexibilidade na utilização do espectro disponível [7, 8]. Assim, a solução de transporte de dados estudado nesse trabalho é a serial com multiplexação WDM como uma opção para transportar múltiplos canais com taxas da ordem de 400 Gb/s ou mais.

Dentre as principais maneiras de se aumentar a banda oferecida via comunicação óptica podem ser destacadas o aumento das taxas de transmissão por canal, o aumento do número de comprimentos de onda multiplexados numa fibra óptica, e o consequente aumento da banda de amplificação dos amplificadores, além do uso de formatos de modulação que provêm maior eficiência espectral (*Spectral Efficiency*, SE), porém, apesar de proporcionar uma SE podendo chegar até vários b/s/Hz [9], estes esquemas também aumentam os requisitos para processamento eletrônico e são tipicamente acompanhados por um aumento no consumo de energia

[10]. Assim, o formato de modulação estudado é o que vem sendo mais empregado em sistemas de última geração, ou seja, o M-QAM de ordem M (*M-th Order Quadrature Amplitude Modulation*,M-QAM).

Numa visão cronológica da evolução tecnológica, no início dos anos 2000 os sistemas de comunicação óptica usavam quase exclusivamente modulação binária por intensidade (*On Off Keying*, OOK) e não-retorno ao zero (non return to zero, NRZ), pois o sucesso do OOK está na facilidade de geração e detecção de sinal. O desempenho sistêmico era dimensionado para enlaces com 10 Gb/s. O espectro do OOK, mesmo quando usados com retorno ao zero (*Return to Zero*, RZ), ainda permitia a construção de redes WDM com espaçamentos de canal entre 50 GHz e 100 GHz [11, p. 41]. Devido à sua simplicidade, a técnica OOK foi também o primeiro formato de modulação usado nos primeiros produtos comerciais em 40 Gb/s para curto alcance (até 2 km) e foi o primeiro formato de modulação com taxa de 100 Gb/s em experimentos de pesquisa com equalização óptica passiva e filtragem de bandas laterais vestigiais (*Vestigial Side Band*, VSB) para compensar os componentes opto eletrônicos de banda limitada. Por motivos como a melhoria da SE em WDM, pesquisas subsequentes em 100 Gb/s e além usam modulação por deslocamento de fase em quadratura (*Quadrature Phase-Shift Keying*, QPSK) a taxas de 56 Gbaud ou outros formatos de modulação de maior ordem foram usados, conforme ilustrado na Figura 1.2 [7].



Figura 1.2: Alguns formatos em QAM serial implementados em sistemas ópticos (*Polarization Division Multiplexing*, PDM): Da esquerda para a direita PDM 256-QAM, PDM 64-QAM, PDM 32-QAM, PDM 16-QAM e PDM QPSK [11].

Na modulação QPSK, os símbolos são formados por dois bits: 00, 01, 10, 11 e sua representação é formada por quatro valores de fase diferentes: 45°, 135°, 225° e 315°, cada um deles correspondendo a uma das sequências de dois bits. Com isto, a taxa de transmissão foi duplicada e a eficiência espectral dos sistemas ópticos evoluiu de 0,5 bit/s/Hz (sistemas OOK) para 1 bit/s/Hz (sistemas QPSK), tornando possível a transmissão de sinais a 40 Gb/s na grade WDM de 50 GHz, que é o espaçamento padronizado pelo ITU-T [12]. Porém, para sistemas operando a 100 Gb/s, é necessária uma eficiência espectral de 2bits/s/Hz para garantir a ocupação espectral de um sinal óptico modulado na mesma grade de 50 GHz. Para isto, os sistemas de transmissão óptica têm adotado o formato de modulação (Dual Polarization Quadrature Phase-Shift Keying, DP-QPSK). O DP-QPSK utiliza modulação em fase, como no QPSK, gerando duas saídas defasadas de 90° (fase e quadratura). A seguir, estas duas saídas são rotacionadas ortogonalmente entre si e multiplexadas num feixe único. Porém, ao aplicar modulação DP-QPSK, faz-se necessária nos sistemas ópticos a detecção coerente na recepção do sinal, devido à necessidade estrita de recuperação da fase do sinal. O uso da detecção coerente, por sua vez, possibilita a recuperação do sinal no domínio elétrico, tornando possível o uso de algoritmos para recepção e filtragem por processamento digital de sinais (Digital Signal Processing, DSP), o que pode ser implementado através de componentes do tipo (Field Programmable Gate Array, FPGA), que é um circuito integrado projetado para ser configurado pelo usuário após sua fabricação (o que explica o nome "field programmable"). O algoritmo do filtro de Nyquist em especial, é estudado neste trabalho por ser a base dos estudos da técnica conhecida como N-WDM (Nyquist WDM, N-WDM). Para esta dissertação, foram usadas simulações em Matlab / Simulink e no OptiSystem 13.0 para comparação com a linguagem de descrição de hardware (Very High Speed Integrated Circuit Hardware Description Language, VHDL) objetivando elaborar um modelo de implementação do filtro.

O trabalho assume sistemas operando a partir de 200 Gb/s e 400 Gb/s. Sistemas 400G requerem uma eficiência espectral de 4 bits/símbolo/Hz por polarização, ou seja, modulação de amplitude em quadratura com polarização multiplexada (*Polarization Multiplexed 16 Quadrature Amplitude Modulation*, PM-16QAM) para que, com o uso de um modulador de 56 GBaud ¹, se chegue a uma taxa próxima a 448 Gb/s. Os 48 Gb/s correspondem ao *overhead* do código

¹Baud é a unidade para taxa de símbolos ou taxa de modulação em símbolos por segundo, sendo que o caso particular onde o número de símbolos é igual ao número de bits, o Baud também pode representar a taxa de bits.

corretor de erro (Forward Error Corrector, FEC)².

A taxa de bits de informação, em bits por segundo, é dada por:

$$\tilde{R} = p(\tilde{R}_c log_2(M)) = 2.(56.10^9 \cdot log_2(16)) + 48.10^9$$
(1.1)

onde R_c é a taxa de Baud, p = 1 para polarização simples ou 2 para dupla e M é a ordem de constelação.

Assim, foi adotado o sistema de transmissão óptica com formato de modulação de amplitude em quadratura (*Quadrature Amplitude Modulation*, QAM), em particular o formato 16QAM. No QAM, tem-se a informação da fase e quadratura empregada no QPSK e o mapeamento dos símbolos considera também a distância dos mesmos com relação à origem dos quadrantes. Esta informação representa a amplitude em um tipo de modulação multinível. Com isto, aumenta-se o número de possibilidades de símbolos, com relação ao QPSK. Por exemplo, o 16QAM permite o transporte de 4 bits por símbolo, quadruplicando a taxa de bits e aumentando a eficiência espectral.

Embora não haja um consenso formal sobre sua definição, assume-se aqui que supercanal é o nome dado a um sinal modulado a uma alta taxa de dados (acima de 40 Gb/s) e que consiste de n subportadoras moduladas, individualmente mas de forma síncrona, em taxas mais baixas (X/n, onde n é o número de subportadoras). Uma das técnicas de geração de supercanais ópticos tem por base a multiplexação por divisão de frequências ortogonais, onde as subportadoras são geradas por um único laser, conhecido como 'laser semente'. Porém, a técnica mais consolidada para implementação nos equipamentos de próxima geração emprega canais gerados a partir de várias fontes laser (WDM). O N-WDM se aplica à transmissão de supercanais por redes ópticas elásticas, onde o número de portadoras, a taxa de modulação e a banda espectral podem ser ajustados dinamicamente de forma flexível (isto é, podem ocupar uma grade espectral composta de um número de *slots* de, por exemplo, 12,5 GHz e mesmo 6,25 GHz) [2].

Para se ter uma ideia da necessidade de várias subportadoras moduladas a taxas não tão elevadas (i.e. um procedimento de paralelismo), podemos examinar alguns exemplos da lite-

²Necessário para a obtenção das taxas de erro requeridas pelas normas ITU-T G-series [13, 14].

ratura. Seja, por exemplo, a transmissão de sistemas com taxa de símbolos de até 110 GBaud com Multiplexação por Divisão de Polarização e Modulação em Quadratura (*Polarization Division Multiplexed with QPSK*, PDM-QPSK), totalizando uma taxa de transmissão de 440 Gb/s em um único comprimento de onda [15]. Essa solução necessita de ampla largura de banda nos componentes eletrônicos do sistema, além de taxas elevadas de amostragem nos conversores digital-analógico (*Digital to Analog Converter*, DAC) empregados na transmissão e nos conversores analógico-digital (*Analog to Digital Converter*, ADC), empregados na recepção. Uma solução alternativa emprega o processamento paralelo de sinais onde múltiplas portadoras ópticas densamente agrupadas, chamadas subportadoras, são moduladas individualmente com taxas de símbolos relativamente baixas e, então, combinadas para formar um sinal do tipo multiportadora (*Multi-Carrier*, MC) modulado a uma alta taxa de transmissão que como já visto, é chamado supercanal óptico, ou simplesmente supercanal[16].

Empregar as mais altas taxas de multiplexação eletrônica economicamente viáveis com o menor número possível de subportadoras do supercanal geralmente é o ideal, pois componentes ópticos normalmente dominam os custos dos *transponders* e o aumento de subportadoras aumenta a complexidade das mesmas. [17, 18].

Supercanais, que podem ser considerados com pouco ou nenhum intervalo de guarda, evitam limitações de velocidade eletrônica e optoeletrônica via paralelismo óptico (substituição de um grupo de fibras), aumentando o uso eficiente do espectro óptico. Algumas técnicas para a transmissão de supercanais usando modulação de portadora única (*Single-Carrier*, SC), Multi Portadoras como representadas na Figura 1.3 ou multiplexação por divisão de frequência ortogonal (*Orthogonal Frequency-Division Multiplexing*, OFDM) podem utilizar a vantagem de pouco ou nenhum intervalo de guarda. No caso particular de um supercanal OFDM com filtragem Nyquist e detecção coerente sem intervalo de guarda (*No Guard Interval*, NGI), também conhecido como *all-optical* OFDM, várias sub portadoras moduladas individualmente são multiplexadas de modo que seu espaçamento espectral possua largura igual à taxa de símbolo[19]. Todo este processo precisa ser implementado com precisão, ou seja, mínima distorção na geração e detecção deve ser alcançada, com sincronização de fase das subportadoras de modo que



sejam mutuamente ortogonais na ausência de dispersão [19].

Figura 1.3: "Supercanais" Ópticos.

Uma vez definida a configuração sistêmica básica, é necessário definir o problema a ser estudado, ou seja, a formatação de pulso em sistemas coerentes N-WDM. A seção seguinte descreve o problema de forma mais detalhada.

1.1 Formatação de Pulso

A transmissão de um sinal modulado em altas taxas (a partir de 100 Gb/s) através de um canal limitado em banda pode criar o problema de interferência entre símbolos (*Inter-Symbol Interference*, ISI). Isso acontece porque, à medida que a taxa de modulação aumenta, a banda do sinal também aumenta e, quando a banda do sinal se torna mais larga do que a banda do canal, o canal começa a introduzir distorções no sinal, que se manifestam através da ISI. Em eletrônica e telecomunicações, a formatação de pulso é um processo que muda a forma de onda dos pulsos transmitidos com objetivo de adequá-los ao canal de comunicação. Em outras palavras, quando os pulsos são adequadamente filtrados a interferência entre símbolos pode ser mais controlada. Em geral, a formatação dos pulsos ocorre após os processos de codificação de linha e modulação. Assim, o espectro do sinal é determinado pelo filtro formatador do pulso
usado no transmissor. Numa modelagem matemática, os sinais transmitidos são representados por uma sequência de pulsos do tipo delta de *Dirac* e estes serão filtrados pelo filtro formatador. Para atuar como um formatador, os filtros têm que satisfazer ao critério de Nyquist para controle da ISI, que relaciona o espectro do sinal transmitido com a própria ISI. Exemplos de filtros que podem ser usados com esta finalidade: *sinc*, cosseno levantado e Gaussiano [9, 20, 21]. Quando os símbolos são transmitidos por meio de um processo de modulação linear (tal como PSK, QAM, etc.), a resposta impulsiva (ou equivalentemente, a resposta em frequência) do canal faz com que o símbolo se espalhe no domínio do tempo - daí originando a ISI, uma vez que os símbolos adjacentes transmitidos previamente podem ser afetados, o que por sua vez reduz a tolerância do sistema a ruído e somando os efeitos dispersivos da fibra, contribuem efetivamente para o aumento da ISI. O teorema de Nyquist relaciona esta condição no domínio do tempo à sua equivalente no domínio da frequência [22].

Assim, para que os sistemas de comunicação óptica atendam continuamente à crescente demanda por banda a combinação de técnicas como formatos de modulação multinível e multiplexação da polarização têm sido usadas, o que aumenta a eficiência espectral, variando em torno de 0,8 bit/s/Hz, para até vários bit/s/Hz [23, 24, 25]. Entretanto, tais esquemas aumentam drasticamente os requisitos de processamento digital de sinal e são tipicamente acompanhados por um aumento do consumo de energia. Como já explicado, taxas da ordem de Tbit/s/canal, requerem o paralelismo obtido através do uso de supercanais, combinando subportadoras moduladas a taxas mais baixas. Neste cenário, as tecnologias baseadas em Nyquist-WDM (N-WDM), onde a formatação de pulso com o tempo, impede a ocorrência de interferência entre símbolos (ISI), provou ser uma solução confiável para equipamentos de última geração [26] (isto é, operando a taxas de 400 Gb/s e 1 Tb/s). Comparados com a outra solução também bastante investigada (*Optical OFDM*, OOFDM), N-WDM apresenta vantagens importantes como: reduz a complexidade do receptor [27, 28], é menos sensível às não linearidades da fibra óptica, requer receptores com bandas mais estreitas [29] e menor razão entre a potência de pico e a potência média [30, 26].

Partindo de formatos de modulação de ordens mais altas (eficiência espectral acima de 3

bit/s/Hz), diversos trabalhos envolvendo transmissão e recepção de pulsos Nyquist têm sido estudados, por ex. [4, 27, 28, 29, 30, 31, 32]. A principal motivação desta dissertação é o estudo da formatação de pulso através de filtragem digital aplicada logo após a geração da modulação 16QAM, em ambas as polarizações da portadora óptica. Como será visto adiante, os parâmetros do filtro e duração do pulso entre os cruzamentos de zero são características inerentes da formatação de pulsos e serão discutidas juntamente aos seus problemas de implementação. Essas questões são fundamentais para a síntese do sistema N-WDM em um FPGA.

Como os pulsos em formas de *sinc* correspondem à função de interpolação ideal para a restauração perfeita dos sinais discretos, tanto na presença de ruído, quanto com banda limitada, características temporais e espectrais desses pulsos trazem benefícios não só para comunicações via fibra óptica, mas também outros meios (ex. sem fio). Essa contribuição também pode fornecer melhorias substanciais de desempenho para dispositivos de amostragem óptica. Além disso, as características espectrais de pulsos de *sinc* ou pulsos de Nyquist poderiam permitir a implementação de filtros ópticos retangulares quase ideais, com perfil sintonizável de banda passante [32].

A formatação dos pulsos Nyquist tem atraído a atenção principalmente por sua resposta espectral retangular, permitindo que dados possam ser codificados com a mínima largura de banda espectral e satisfazendo, por essência, o critério de Nyquist de zero ISI (banda de Nyquist = 1/2T, onde T é o período do símbolo). Esta propriedade torna-se muito atraente para os sistemas de comunicação desde que taxas de transmissão de dados possam ser maximizadas, enquanto a largura de banda é minimizada. Todavia, a maioria dos métodos de formatação demonstrados é complexa e pulsos do tipo *sinc* ideais são difíceis de serem obtidos. Apesar da vantagem de usar a largura de banda mínima, às vezes é obtida ao custo de muitos *taps* no projeto do filtro digital, sendo que os *taps* estão diretamente relacionados à amostragem, como será abordado no capítulo seguinte. Dependendo da configuração do sistema, pode ser necessário projetar um DSP onde o formatador é construído com menos *taps*, ocupando assim uma área de chip menor. Alternativamente, o número de *taps* poderia ser dinamicamente ajustado para otimizar o consumo de energia [9, 20, 21]. O excesso da banda de um filtro formatador, conhecido como fator de *roll-off* α , ou seja, a banda ocupada além da banda de Nyquist (1/2T onde T é o período do símbolo) pode ser controlado e ajustado, e seu efeito no desempenho sistêmico pode ser avaliado em diferentes configurações.

Entre as classes de pulsos Nyquist [33], o pulso em forma de *sinc* é de particular interesse devido ao seu espectro retangular e zero *roll-off* ($\alpha = 0$). Os pulsos em forma de *sinc* também podem ser representados pela classe de funções de raiz de cosseno levantado (*Root Raised Cosine*, RRC). A tendência de igualar o fator de *roll-off* a zero permite minimizar a banda de guarda entre os canais ópticos, diferente de fazê-lo igual a 1 onde a função se aproxima de uma Gaussiana. Teoricamente, para a transmissão Nyquist com pulsos baseados em *sinc*, cada símbolo consistiria de um pulso *sinc* de tempo ilimitado, devido à convergência em zero em $\pm\infty$. Obviamente, essa propriedade torna impossível sua realização prática, sendo que pulsos periódicos sequenciais são geralmente empregados nas demonstrações experimentais.

No estudo aqui apresentado, inicialmente a partir de simulações, será discutida a escolha do fator de *roll-off* em sistemas práticos N-WDM, levando em conta métricas para contabilizar imparidades do transmissor e receptor. Por exemplo, em um sistema N-WDM operando com *roll-off* diferente de zero, o bônus é a diminuição das restrições sobre o comprimento do filtro e maior aceitação do *jitter*, com o custo do aumento da interferência entre portadoras (*Inter-Carrier Interference*, ICI) e entre símbolos. Estas restrições, representadas pelas siglas ISI e ICI, afetam o desempenho sistêmico. Desse modo, esse trabalho visa avaliar o impacto da variação do *roll-off*, sob os pontos de vista de desempenho sistêmico e de projeto do filtro no processador de sinal digital e a limitada resolução de amplitude do DAC e ADC.

Várias abordagens têm sido sugeridas para a geração de pulsos de Nyquist, por exemplo, a partir de um gerador de forma de onda arbitrária programado *off-line* para criar filtragem Nyquist do sinal banda base [30, 34] é possível obter um fator de *roll-off*, considerando ótimo, de 0,0024 [30]. No entanto, esse baixo valor possui limitação de apresentar alta dependência da resolução (número de bits) dos conversores analógico digitais. Outra possibilidade é a geração óptica dos pulsos de Nyquist [27, 32, 35]. Para esta geração de pulsos, um modulador espacial de cristal líquido pode ser usado para formatar pulsos Gaussianos gerados com um laser de modo bloqueado, que se aproxime de pulsos de Nyquist de cosseno levantado. Também é possível gerar pulsos de Nyquist usando amplificação óptica paramétrica de fibra, bombeando pulsos parabólicos e um modulador de fase para compensar o *chirp* [35] induzido pelo bombeamento.

Um método para produzir pulsos de Nyquist em forma de *sinc* de alta qualidade foi proposto com base na síntese direta de um pente de frequência de fase travada (*Phase-locked*) [36]. O método propõe uma geração totalmente no domínio óptico e apresenta-se de maneira promissora, com espectro retangular quase ideal ($\alpha \simeq 0$). Esse método apresentou notável qualidade dos pulsos gerados, exibindo em todos os casos, *roll-off* zero, mínimo alargamento espectral quando modulado e desvio menor que 1% em relação a forma ideal de *sinc*. A simplicidade de projeto, integrando o formatador de pulsos *sinc* dentro do processador de sinal torna-se uma proposta interessante e essa abordagem se torna possível à medida que novos sistemas eletrônicos de geração e detecção se apresentam com uma relação de custo cada vez mais atraente. A geração no processador de sinal também favorece a criação do fator de *roll-off* quase zero e distorções na formatação do pulso torna o método próximo do ideal.

Recentemente, foi mostrada a transmissão com largura de banda, BW, de 40nm ao longo de mais de 7000 km com uma eficiência espectral, SE, de 6,1 b/s/Hz [37]. Para aumentar ainda mais o alcance do sistema, é necessária uma maior relação de sinal-ruído óptico (*Optical Signal To Noise Ratio*, OSNR) que exige mais potência lançada na fibra, resultando em mais efeitos não lineares de propagação, indesejáveis e de difícil compensação. Apesar da complexidade, a (*Non Linear Compensation*, NLC) apresenta-se como técnica promissora para as futuras gerações e vem sendo estudada para otimização da técnica no processador DSP. A retro propagação digital (*Digital Back Propagation*, DBP) foi proposta como uma técnica para compensar as deficiências de fibra causadas por efeitos não lineares [38], mas muitos estudos ainda buscam otimizar a técnica para transmissão em sistemas de maior alcance sobre enlaces com e sem gerenciamento de dispersão cromática. Dessa forma, para evitar o aparecimento das distorções causadas quando maior potência na fibra é lançada, é interessante estabelecer limites aceitáveis através de repetidores para manter os níveis de sinal em regime linear. Esse compromisso

de estabelecer um número aceitável de repetidores com o emprego dos filtros de Nyquist e parâmetros de *roll-off* serão discutidos neste trabalho.

Como exemplo de transmissão por distâncias transoceânicas com limitação de repetidores, pode ser citada a transmissão de 401 km com o uso de multiplexação por divisão de polarização (PDM) e modulação de amplitude em quadratura de nível 16 (PM-16QAM) em 400G [39].

Em termos de filtragem digital, o controle de α é impactado pelo comprimento do filtro de resposta ao impulso finita (*Finite Impulse Response*, FIR) das formas do pulso RRC e resolução vertical tanto de ADC quanto DAC. Como citado anteriormente, o trabalho não irá abranger técnicas NLC, mas evidencia que estas serão beneficiadas pelos resultados obtidos.

1.2 Classificação das técnicas de formatação de pulsos

Apesar do foco deste trabalho estar concentrado na técnica de formatação classificada como "geométrica" é importante situá-la no cenário da pesquisa em formatação de pulso. Na busca de uma SE mais alta (maior que 4 bit/s/Hz), o transceptor acabará por se tornar um fator limitante, porque a relação sinal ruído (*Signal To Noise Ratio*, SNR) efetiva pode ser limitada pela eletrônica do transceptor [40]. Portanto, as técnicas empregadas no DSP, que contribuem na compensação dos efeitos de degradação nas fibras, oferecem sensibilidade e melhorias de SE no regime de transmissão linear. Uma técnica que tem sido muito popular nos últimos anos é a formatação de sinais. Existem dois tipos de formatação de sinais: geométrica e probabilística. Por definição, na formatação geométrica, é usada uma constelação não uniformemente espaçada com símbolos equiprováveis³, enquanto que na formatação probabilística, a constelação está em uma grade uniforme com diferentes probabilidades[40]. Nos últimos anos, a formatação geométrica tem sido usada em comunicação óptica para aumentar a SE [41, 42], embora, como proposto aqui, ela pode ser usada como uma troca entre SE e alcance.

A formatação probabilística tem atraído atenção considerável mais recentemente [43] e, como demonstrado por F. Buchali et al. [44], sua utilização permite que a etapa da FEC seja

³Que possuem as mesmas probabilidades

separada quase inteiramente da etapa do esquema formatador, concatenando um distribuidor casado (*Distribution Matcher*, DM) [45] e um codificador FEC, como mostrado na Figura 1.4. O DM é um elemento fundamental na formatação probabilística (*Probabilistic Shaping*, PS), pois é ele o responsável por definir os ganhos de cada ponto da constelação, as chamadas entropias $H(P_i)$.



Figura 1.4: Modelo de comunicação com destaque do DM[46].

Relacionando a taxa de transmissão R, com a PS, tem-se a equação 1.2[43]:

$$R = H(P) - (1 - c).m \left[\frac{bits}{smbolo QAM}\right]$$
(1.2)

Onde:

- P é a distribuição da constelação depois da modulação imposta pela DM.
- ca taxa de código da FEC
- m é a ordem da constelação (6 para DP-64-QAM).
- H(P) é a entropia de P em bits.

A formatação probabilística oferece várias vantagens sobre a formatação geométrica, como a adaptabilidade de taxa sem a necessidade de se modificar a FEC[43, 44] e também oferece maiores ganhos de formatação do que a forma puramente geométrica, como mostrado em [47, Fig. 4.8 parte inferior]. A possibilidade de se transmitir em diferentes taxas R, apenas mudando a distribuição P e usando o mesmo código FEC, faz a PS ser muito promissora para as próximas gerações de equipamentos. A Figura 1.5 ilustra as 4 distribuições P1, P2, P3, P4 e as constelações que resultaram da formatação probabilística PS-64-QAM, com as entropias correspondentes H(Pi).



Figura 1.5: Distribuições de probabilidade empregadas para PS-64-QAM. As barras indicam a probabilidade de cada símbolo na modulação. De (a) a (d), as distribuições "tendem" a 16QAM e as entropias $H(P_i)$ diminuem [43].

De maneira geral, a PS, também conhecida como formatação de constelação (*Constella-tion Shaping*, CS)[43], possui maior eficiência energética para modulação digital em relação à geométrica. Tanto as componentes de amplitude quanto de fase são modificadas, mas com a diferença de que sinais de baixa energia são mais frequentemente transmitidos do que os de alta energia. Em uma constelação fixa, como é o caso da formatação geométrica, todas as combinações são usadas igualmente, mas considerando-se a presença de uma distorção, algumas combinações de constelação requerem menos energia e resistem mais às distorções impostas pelo canal do que outras. Portanto, na formatação probabilística, algumas combinações são mais frequentemente usadas do que outras, resultando em uma maior capacidade de transmissão. Na Figura 1.5, é mostrado um sinal 64-QAM usando PS e a tendência na distribuição da constelação, chegando próximo ao sinal 16QAM em (d).

1.3 Metodologia Proposta

Os estudos previstos neste projeto poderiam ser baseados no uso de circuitos integrados para aplicações específicas (*Application Specific Integrated Circuits*, ASIC), que oferecem o melhor desempenho, mas estes são caros para a pesquisa em pequena escala e inflexíveis para a experimentação. Por outro lado, a tecnologia de lógica programável em FPGA é atraente para a obtenção de protótipos flexíveis e provas de conceito. Por este motivo, para estudo de sistemas ópticos em tempo real, há crescente interesse, dos grupos de pesquisa em todo o mundo, por arquiteturas baseadas em FPGA para alto desempenho [48, 49, 50, 51].

A síntese de hardware buscada no FPGA para esse trabalho é a de um DSP e será utilizado no estudo do fator de *roll-off* do filtro de Nyquist através dos algoritmos de processamento digital gerados pelo OptiSystem/Matlab [52].

Uma vez configurado como um componente que pode ser usado em um simulador de sistema óptico, o formatador pode ser testado no Optisystem 13.0. As simulações sistêmicas aqui apresentadas foram realizadas em duas configurações de calibração: a partir de dados obtidos da literatura e a partir de dados experimentais obtidos no laboratório do CPqD. Desta forma calibrado, a variação do fator de roll-off pode ser, então, avaliada com confiabilidade.

1.4 Organização da Dissertação

No Capítulo 2, são introduzidos os conceitos e fundamentos de Nyquist, capacidade do canal e os modelos para simulação e como os filtros podem ser aplicados nos moduladores. Também são abordadas aplicações do filtro de Nyquist nas subportadoras multiplexadas N-WDM e quais suas vantagens e limitações; as respostas em frequência e os conceitos de filtro cosseno levantado para a implementação prática; aspectos do circuito eletrônico necessário para a aplicação do filtro; e finalmente os conceitos e teoria sobre filtros digitais em especial filtro FIR, que é a base para implementação dos filtros de Nyquist neste trabalho.

No Capítulo 3, os resultados das simulações são apresentados e mostradas as vantagens

do uso do filtro de Nyquist. Resultados experimentais foram coletados e a paleta de simulação recalibrada para validação. A variação dos fatores de *roll-off* foi explorada em diferentes condições de distância de transmissão.

No Capítulo 4, é apresentada a conclusão do trabalho com resultados que podem ser mais explorados em trabalhos futuros.

Capítulo 2

Nyquist WDM (N-WDM)

Este capítulo introduz os fundamentos sobre filtros de Nyquist, capacidade do canal suas aplicações em sistemas WDM, destacando os parâmetros estudados nesta dissertação, em especial o fator de roll-off.

2.1 Introdução e fundamentos

O início do que consideramos hoje como sistema de comunicações digitais modernas resulta do trabalho de Nyquist (1924) [31], que investigou o problema da determinação da taxa máxima de símbolos para ser utilizada através de um canal de telégrafo, com uma determinada largura de banda sem ISI. Ele formulou um modelo de um sistema de telégrafo em que um sinal transmitido tem a forma geral:

$$s(t) = \sum_{n} a_n g\left(t - nt\right) \tag{2.1}$$

Onde:

- g(t) representa uma forma de pulso básica
- a_n é a sequência de dados binária de ± 1 transmitida a uma taxa de 1/T bits/s.

Nyquist buscou determinar a forma de pulso ideal que fosse limitada em banda, dada em

WHz e maximizasse a taxa de bits sob a restrição de que o pulso não causasse nenhuma ISI nos instantes de tempo k/T, sendo k = 0, \pm 1, \pm 2, Seus estudos levaram a concluir que a máxima taxa de pulsos é 2W pulsos/s e, sendo W a banda limitada dada em Hz, esta taxa é agora conhecida como taxa de Nyquist [31]. Além disso, esta taxa de pulso pode ser alcançada usando os pulsos de Nyquist:

$$g(t) = \frac{\sin(2\pi Wt)}{2\pi Wt} \tag{2.2}$$

Esta forma de pulsos, representada pela função *sinc*, permite a recuperação dos dados sem interferência ISI em intervalos de amostragem. Os resultados que Nyquist obteve são equivalentes a uma versão do teorema de amostragem para sinais de banda limitada, demonstrado mais tarde, precisamente, por Shannon (1948). Se a amostragem for feita abaixo da taxa de Nyquist, resultará em *aliasing* do sinal. O teorema de amostragem afirma que um sinal de largura de banda W pode ser reconstruído a partir de amostras colhidas na taxa de Nyquist de 2W amostras/s. Portanto, o sinal de banda limitada amostrado à taxa de Nyquist pode ser reconstruído a partir das suas amostras utilizando a fórmula de interpolação:

$$x(t) = \sum_{n=-\infty}^{+\infty} x\left(\frac{n}{2W}\right) \operatorname{sinc}\left[2W\left(t - \frac{n}{2W}\right)\right]$$
(2.3)

Dada a função rect(t):

$$\Pi(t) = \begin{cases} 1, & |t| < 1/2 \\ 0, & |t| \ge 1/2 \end{cases},$$
(2.4)

com os limites da função $\Pi(t)$ em -1/2 e 1/2, que estão representados na Figura 2.1, é calculada a integral da função $\Pi(t)$ multiplicada com a base $e^{-2\pi i s t}$. Portanto, o produto escalar da base complexa com a função $\Pi(t)$ resultará em vetores ortogonais à função $\Pi(t)$, produzindo

os componentes de Fourier [53] para a função como mostrado na Figura 2.2.



Figura 2.1: Função Rect(t).



Figura 2.2: Função sinc(s).

Utilizando a transformada rápida de Fourier (*Fast Fourier Transform*, FFT), podemos reconstruir o formato do sinal de origem a partir do sinal sinc(x), que será enviado ao modulador, e essa formatação dos símbolos deverá possuir um espectro de frequências muito próximo a uma função $\Pi(s)$. Para a demodulação do sinal, basta efetuar a transformada rápida inversa de Fourier (*Inverse Fast Fourier Transform*, IFFT) e os pulsos retangulares para os receptores serão obtidos.

$$\Pi = \int_{-\infty}^{\infty} e^{-2\pi i s t} \hat{\Pi}(s) ds = \frac{\sin(\pi t)}{\pi t}$$
(2.6)

Analisando a equação 2.2 com a 2.6, pode-se considerar a 2.6 como um caso particular da 2.2, onde 2W = 1. Essa é uma relação importante entre as funções rect(f) e sinc(t) como pode ser observada na Figura 2.3 e será explorada na formatação dos sinais para o modulador.



Figura 2.3: Relação entre função Rect(t) e sinc(f).

Se o espectro de frequências de uma função sinc(t) é uma $\Pi(s)$, pode-se aproveitar esse atributo da função sinc(t) para um melhor aproveitamento da banda W e com isso, o espaçamento entre subportadoras pode ser reduzido. A Figura 2.4 mostra o a largura de banda W com a sobreposição de pulsos *sinc*.



Figura 2.4: Espectro da função sinc(t).

Em sistemas ópticos, tanto a técnica OFDM [54] quanto a N-WDM [33, 55, 30] têm sido propostas para melhorar a sensibilidade do receptor, reduzir a interferência entre símbolos e aumentar a tolerância a características de transmissão não lineares. Ambas são capazes de prover multiplexação e demultiplexação de portadoras ópticas com baixa penalidade por diafonia

(*crosstalk*) em maior eficiência espectral. Em OFDM, sinais de forma retangular (no tempo) por exemplo não retorno ao zero, (*Non Return to Zero*, NRZ) modulam as subportadoras, superpostas espectralmente. Já em N-WDM, os dados são codificados na forma de envoltórias *sinc*. Estas podem ser formadas tanto pela multiplicação no domínio do tempo das funções sinc(t) pela $\Pi(t)$, quanto pela convolução no domínio da frequência de suas respectivas FFTs, com truncamento da resposta ao impulso desejado, como mostrado na Figura 2.5. O resultado é a formatação de pulsos com envoltórios *sinc*, processo também conhecido como janelamento.



Figura 2.5: (a) Processo de convolução com truncamento da resposta ao impulso desejado; (b) Aproximação resultante de "janelamento" da resposta ao impulso desejada.[56]

Os sinais N-WDM e OFDM obedecem a um princípio de dualidade, como observado nas Figuras 2.6 e 2.7: uma troca entre variáveis tempo e frequência conduz sinais N-WDM a sinais OFDM e vice-versa. Por esta razão, sinais com formatação de pulso de Nyquist também podem ser chamados de Multiplexação Ortogonal por Divisão de Tempo (*Ortogonal Time Domain Multiplexing*, OTDM) assim como OFDM é chamado de multiplexação por divisão de frequência ortogonal [30].

Como podemos observar, apesar de não permitir a sobreposição espectral de subportadoras adjacentes, no N-WDM o espaçamento entre elas é mínimo, ou seja, seu modelo possui um bom aproveitamento espectral. A ocupação sem intervalo de guarda, permite operação com espaçamento de canal próximo ao limite da taxa de símbolos, gerando os chamados supercanais. Portanto, o princípio que envolve N-WDM é justamente a disposição dos espectros de forma a



Figura 2.6: Diagramas de espectro e tempo de pulso para N-WDM [29].



Figura 2.7: Diagramas de espectro e tempo de pulso para OFDM [29].

ocupar um largura de banda relativamente estreita, de tal forma que seja muito próxima ou igual ao limite de Nyquist para transmissões livres de ISI e coincidentes com a taxa de símbolos.

2.2 Capacidade do canal

Tendo em vista o trabalho de Nyquist, Hartley (1928) considerou a questão da quantidade de dados que pode ser transmitida de forma confiável através de um canal de banda limitada, quando são utilizados vários níveis de amplitude. Por causa da presença de ruídos e outras interferências, Hartley postulou que o receptor pode estimar de maneira confiável a amplitude do sinal recebido com alguma precisão definida como δ . Esta investigação levou Hartley a concluir que existe uma taxa de dados máxima que pode ser comunicada de forma confiável através de um canal de banda limitada quando a amplitude máxima do sinal é limitada a *A*max e a resolução de amplitude é A δ [31].

Os resultados do Hartley e Nyquist na transmissão digital para taxas máximas foram precursores para os trabalhos de Shannon (1948), que estabeleceram as fundações matemáticas para a transmissão da informação e derivou os limites fundamentais para sistemas de comunicação digital. Em seu trabalho pioneiro, Shannon formulou o problema básico da transmissão da informação de maneira confiável em termos estatísticos, utilizando modelos probabilísticos para fontes de informação e canais de comunicação [31]. Baseado em tal formulação estatística, ele adotou uma medida logarítmica para obter as informações de uma fonte. Ele também demonstrou que o efeito da restrição de potência do transmissor, a restrição de largura de banda e ruído aditivo podem ser associados ao canal e incorporados em um único parâmetro, chamado "capacidade do canal". Por exemplo, no caso de uma interferência de ruído branco aditivo gaussiano (*Additive White Gaussian Noise*, AWGN) cujo espectro é plano, um canal de banda limitada ideal com largura de banda W tem uma capacidade C dada por [31]:

$$C = W \log_2\left(1 + \frac{P}{WN_o}\right) \text{ bits/s}$$
(2.7)

Onde:

 ${\cal P}$ é a potência média transmitida

 N_o é a densidade de potência espectral do ruído

A potência do ruído depois do filtro *sinc* no receptor é $\sigma_N^2 = N_o W$. Portanto a equação 2.7 torna-se:

$$C = \log_2\left(1 + \frac{P}{\sigma_N^2}\right) \tag{2.8}$$

Se a taxa da informação, R, é menor que C, ou seja, (R < C) então é teoricamente possível conseguir transmissão confiável (sem erros), através do canal por codificação apropriada. Por outro lado, se R > C, a transmissão não é confiável e não é possível independentemente da quantidade de processamento de sinal, realizado no transmissor e receptor. Assim, Shannon estabeleceu limites básicos na comunicação de informação e estabeleceu um novo campo que agora é chamado de teoria da informação.

A Figura 2.8 ilustra como a banda disponível (largura do canal) W suporta a banda B atribuída ao sinal e como esta se relaciona à taxa do símbolo R_s , onde $R_s = 1/T$, sendo T o período do símbolo, R_c é a taxa de Baud, p = 1 para polarização simples ou 2 para dupla e M é a ordem de constelação[25].

A taxa de bits de informação, em bits por segundo, é dada por:

$$R_b = pRR_s = p(R_c log_2(M))R_s \tag{2.9}$$

A Figura 2.8 supõe o uso de uma comunicação passa-banda (*Band Pass*, BP), transmitindo um pulso com formato raiz quadrada de cosseno levantado.



Figura 2.8: Taxa de símbolo R_s , suporte espectral W e largura de banda do canal B para uma transmissão de pulso com um espectro raiz quadrada de cosseno levantado.[25]

Os limites teóricos obtidos por Shannon e outros pesquisadores que contribuíram para o desenvolvimento da teoria da informação servem como um objetivo final nos contínuos esforços para projetar e desenvolver sistemas mais eficientes de comunicação digital.

Em comunicações ópticas, o desempenho de sistemas de transmissão pode ser avaliado por meio de diferentes parâmetros. Principalmente para transmissão óptica coerente, é comum analisar o comportamento da BER como função de OSNR na entrada do receptor, o que permite várias comparações entre sistemas com modulação de diferentes formatos. Os mesmos formatos de modulação coerente usados hoje em transmissão óptica são amplamente utilizados em vários sistemas de comunicação, principalmente em tecnologias sem fio, e seu desempenho teórico de BER pela respectiva SNR é um tema bem conhecido [31]. Dado um formato de modulação, para definir curvas BER em função da OSNR, conhecendo-se a relação entre OSNR e SNR é possível converter a curva BER vs. SNR para BER vs. OSNR, e vice-versa. Como demonstrado em [25] e fazendo uma suposição razoável sobre a emissão espontânea amplificada (*Amplified Spontaneous Emission*, ASE) que predomina sobre outras fontes de ruído, a seguinte relação pode ser estabelecida:

$$OSNR = \frac{R_b}{2B_{ref}}SNR \tag{2.10}$$

Onde:

 B_{ref} é a medida de referência da largura de banda, tipicamente 12,5 GHz (0,1 nm) R_b é a taxa de bits em bits por segundo.

 $\frac{R_b}{2B_{ref}}$ unidade em smbolos/s/Hz.

A equação 2.10 depende apenas da taxa de bit sendo transmitida, independentemente se o sinal possuir multiplexação de polarização ou não. Em valores de decibéis (dB), 2.10 pode ser expressa como 2.11:

$$OSNR = 10\log_{10}\left(\frac{R_b}{2B_{ref}}\right) + SNR \tag{2.11}$$

A Figura 2.9 mostra as curvas de BER para um formato elétrico 16QAM e PM-16QAM óptico, para o caso específico de uma transmissão de 224 Gb/s (R_b = 224 Gb/s), em relação a SNR (dB) e OSNR (dB), respectivamente[57].



Figura 2.9: BER teórico para curva de desempenho de SNR para 16QAM versus curva OSNR para PM-16QAM com taxa de bits de 224 Gb/s[57].

Uma constelação, como a representada por M-QAM, pode transportar um máximo de

 $log_2(M)$ bits de informação por um símbolo. Esse máximo é alcançado quando todos os pontos de uma constelação são usados na mesma frequência e na ausência de codificação. Transmissores podem ser projetados para usar alguns pontos da constelação mais frequentemente do que outros, sendo que nesse caso diferentes frequências de ocupação são associadas a diferentes pontos de constelação. As informações transportadas então são menores do que $log_2(M)$ bits por símbolo para tais transmissores[25].

Sendo X o espectro dentro do conjunto de frequências $\{f : |f| < W\}$, a potência média associada a uma constelação é dada por $\varepsilon[|X|^2]$, ou seja, a média do quadrado de todas as amplitudes de símbolo. Isto significa que constelações com maior M devem possuir seus pontos mais próximos uns dos outros. Na Figura 2.10 a curva BER com o menor requisito de SNR é representada pelo chaveamento binário com mudança de fase (Binary Phase Shift Keying, BPSK) (1a). Os formatos que possuem as menores exigências de SNR em seguida são o OOK (1b) e QAM ou QPSK (2b) sendo que esses formatos possuem requisitos de SNR idênticos ou 3dB maiores do que BPSK. Portanto, entre os dois formatos de 1 bit/símbolos considerados, BPSK (1a) e OOK (1b), BPSK possui o menor requisito de SNR por 3 dB. Os próximos formatos com requisitos de SNR baixos são 2-ASK/2-PSK (2a), onde o chaveamento de amplitude ASK e 2-ASK/4-PSK (3d) possuem requisitos de SNR quase idênticos em BER $< 10^{-4}$. O formato de 2-bits/símbolo com a menor exigência de SNR é portanto 4-QAM ou QPSK (2b). O formato de 8-PSK (3c) segue com um requisito SNR cerca de 1,2 dB maior do que 2-ASK/4-PSK (3d) com BER em 10⁻⁴. O formato 4-ASK/2-PSK (3a) que também suporta 3 bits/símbolo tem um SNR consideravelmente mais elevado do que os dois outros formatos 3 bits/símbolo. Os formatos 2-ASK/4-PSK são, portanto, os 3 bits/símbolo com os menores requisitos de SNR ilustrados na Figura 2.10. Entre os formatos 4 bits/símbolo (4b, 4D e 4e), 16QAM (4b) tem a mais baixo requisito de SNR. Os formatos QAM considerado para 5 bits/símbolo, 32-QAM (5b) e 6 bits/símbolo, 64-QAM (6b), possuem requisitos SNR necessário consideravelmente mais elevado do que os formatos de bits/símbolo mais baixos. A BER da Figura 2.10 considera apenas o SNR e desconsidera a diferença no número de bits que podem ser transportados em diferentes constelações. Para levar em conta o número de bits que uma constelação pode transportar, a BER deve ser traçada em função do SNR por bit, $SNR_b = \frac{SNR}{log_2(M)}$. A Figura 2.11 ilustra essa relação.



Figura 2.10: BER como função do SNR para diferentes formatos de modulação descritos no texto[25].

As curvas BER das Figuras 2.10 e 2.11(a) não levam em conta a codificação do canal, ou seja, se o dado é válido ou não. Pode-se observar que a codificação é uma maneira poderosa para reduzir a BER a um patamar muito pequeno, mas com valor ainda diferente de zero. A Figura 2.11(b) mostra a capacidade em bits/símbolo para os formatos considerados até agora. O limite de capacidade de Shannon dado pela equação 2.7 usa uma constelação gaussiana bidimensional contínua e também é mostrado como uma referência como na Figura 2.11 [25].

Todos os formatos com um número finito de pontos de constelação saturam em $log_2(M)$ bits por símbolo, e essa saturação representa um SNR alto, ou seja, é a região de capacidade máxima (e máxima entropia) das constelações. Em SNRs abaixo da capacidade da constelação, observa-se que as constelações usando ambas quadraturas de campo, aproximam-se de seus limites de forma muito mais rápida do que as constelações que usam apenas uma quadratura (constelações 1a, 1b, 2a e 3a). Por exemplo, é possível ver na Figura 2.11(b) que 4-QAM ou



(a) BER como função de SNR por bit para diferentes formatos de modulação



(b) Capacidade como função de SNR por bit para diferentes formatos de modulação

Figura 2.11: Gráficos de BER e capacidade[25].

QPSK (2b) aproximam-se de seu limite $log_2(M)$ muito mais rápido do que 2-ASK/2-PSK (2a). Também pode se observar que para alcançar uma capacidade de 3 bits/símbolo, por exemplo, é preferível usar maiores constelações e código com a redundância adequada para conseguir uma baixa exigência de SNR para a capacidade desejada. É um contraste com as curvas BER, onde maiores constelações sempre exigem SNRs mais elevados do que os melhores resultados de constelações menores.

2.3 Filtro de Nyquist

Os pulsos de Nyquist se sobrepõem no tempo, mas mantêm uma sequência ordenada com os períodos de símbolo T_s de maneira que eles não interfiram de acordo com o critério de ISI de Nyquist. Com esta condição bem definida, nenhuma interferência entre símbolos ocorre.

O espectro do sinal resultante tem um formato retangular ideal e, portanto, os sinais em forma de *sinc* requerem uma largura de banda mínima [33]. A formatação de pulsos Nyquist oferece a vantagens adicional em relação à OFDM, onde as subportadoras se sobrepõem e assim devem ser transmitidas e processadas em sincronismo: os canais N-WDM podem ser transmitidos e processados de forma assíncrona [4]. Além disso, os cálculos detalhados em [30] de-

monstram que a formatação de pulsos de Nyquist reduz os requisitos para a relação pico-valor médio de potência (*Peak-to-Average Power Ratio*, PAPR) em relação ao OFDM [30]. Essas qualidades podem ser vantajosas na transmissão se os efeitos não lineares aumentarem em uma dada situação impactando principalmente o lado da recepção em termos de resolução mínima necessária dos conversores ADC. De fato, sinais que possuem uma alta PAPR naturalmente precisam ser quantificados com alta resolução para dar conta de capturas com relativa precisão de pequenas e grandes amplitudes ao mesmo tempo. Técnicas de multiplexação OFDM e Nyquist são comparadas mais detalhadamente nas referências [30] [58].

Pode-se aumentar a eficiência espectral da transmissão usando deslocamento de polarização ou PDM [59] junto com formatos de modulação avançados como QAM [19]. Os chamados filtros cosseno levantados e a largura de banda B do sinal resultante em dependência da duração do símbolo Ts (taxa do símbolo 1/Ts) e o fator de *roll-off* (que indica a medida do excesso da banda B) podem ser descritos como:

$$B = \frac{1}{T_s} \left(1 + \alpha \right) \tag{2.12}$$

Como estudo de caso, adiante será apresentada uma transmissão de 448 Gb/s dentro de uma largura de banda ótica de apenas 25 GHz, correspondendo a uma taxa de símbolo de 1/Ts= 56 GBaud. Isto é conseguido empregando formatação de pulsos Nyquist e um formato de modulação PM-16QAM. Os pulsos com formato de *sinc* são basicamente gerados com um fator *roll-off* de $\alpha = 0$, mas tecnicamente eles são limitados a uma janela de tempo finito de 512 durações de símbolos Ts. Levando isso em conta, foi encontrado nas simulações e na equação (6) de [30], um fator de *roll-off* de $\alpha = 0,0024$.

A formatação de pulsos é um dos elementos chave para as pesquisas em otimizações e formatos de sinais visando reduzir os efeitos de *crosstalk* entre canais, com mínima banda de guarda e alta tolerância aos efeitos de distorção lineares, como dispersão cromática (*Chromatic Dispersion*,CD), e efeitos não lineares das fibras. Obviamente, os componentes do canal óptico que são de maneira resumida: transmissores (*Transmitter Optical Sub-Assemblies*, TOSA) fibra

óptica, repetidores e receptores (*Receiver Optical Sub-Assemblies*, ROSA) apresentam uma evolução quase paralela e em diferentes taxas, mas esse trabalho se concentra nos modelos de transmissão e recepção que podem ser implementados em DSPs e FPGAs como proposta fundamental [60, p.18].

2.3.1 N-WDM

Recentemente, a eletrônica digital de alta velocidade tem permitido a operação de conversores ADC e DAC operando em taxas de amostragem superiores a 65Gsps, e juntamente com os DSPs e FECs[61], pode-se atenuar alguns problemas físicos no canal de comunicação de maneira a compensá-lo. De maneira genérica, este canal, transmite sinais WDM, e pode ser ilustrado como mostrado na Figura 2.12.



Figura 2.12: Canal de comunicação usando WDM[62].

Atualmente, os sistemas WDM de nova geração operam acima de 100 Gb/s por canal, com espaçamento inferior a 50 GHz e eficiência espectral de 2 b/s/Hz, os chamados sistemas WDM densos (*Dense Wavelength Division Multiplexing*, DWDM) e podem ser compostos por enlaces de longa distância (por exemplo 7200 km) com alta capacidade (por exemplo, 16,22 Tb/s [63]). Esses resultados estão se aproximando do limite de capacidade sistêmica (definido por Shannon), considerando as tecnologias de fibra óptica e amplificação disponíveis atualmente no mercado. Apesar da transmissão a 100 Gb/s por canal se apresentar como solução para suprir a demanda por largura de banda dos sistemas de telecomunicações atuais, é esperada que essa

tecnologia alcance sua capacidade máxima nos próximos anos. Com isso, intensificam-se as investigações das tecnologias de transmissão óptica que sucederão o padrão 100 Gb/s [64], [65]. Com base na evolução natural das taxas de transmissão por fatores de 4 e 10 vezes, acredita-se que os sistemas ópticos de próxima geração contemplarão taxas de 400 Gb/s e até 1 Tb/s por canal [65].

Além do exemplo já citado da capacidade aproximada de até 20 Tb/s, o que corresponde a 198 x 112 Gb/s com modulação PM-QPSK e enlace de até 6860 km, a literatura registra várias outras demonstrações de transmissão de alta capacidade. Por exemplo, 38,75 Tb/s, o que corresponde a 155x250 Gb/s com modulação PDM-16QAM e distância de até 6600 km [66]. Contudo, a nova necessidade de capacidade da rede para 2020 (dependendo do CAGR) será de 27,9 a 109 Tb/s, como é possível ver na Figura 2.13 [67].



Figura 2.13: Projeção para nova demanda da capacidade[67].

Em um sistema WDM típico, uma banda de guarda é necessária para evitar o aparecimento de *crosstalk* entre canais. Inicialmente, sistemas WDM esparsos (*Coarse Wavelength Division Multiplexing*, CWDM) multiplexavam sinais de 10 Gb/s espaçados de 20 nm. O espaçamento entre canais foi reduzido nos sistemas WDM convencionais, onde sinais de 10 e até 40 Gb/s tinham portadoras espaçadas de 100 GHz. Entretanto, o constante aumento na demanda por largura de banda, impulsionado pelo crescimento do número de serviços fornecidos pelas ope-

radoras, levaria os sistemas WDM operando a 40 Gb/s por canal à saturação em um futuro próximo. Dessa forma, o desenvolvimento de tecnologias de transmissão mais eficientes tornou-se necessário, e um intenso esforço foi realizado para o desenvolvimento dos sistemas ópticos da geração atual [6].

A padronização da estrutura de transmissão, de recepção, dos componentes e da mecânica dos módulos ópticos a 100 Gb/s foi concluída em 2010 pelo (*Optical Internetworking Forum*, OIF). Assim, sistemas DWDM atuais comportam até 96 canais de 100 Gb/s na banda C, resultando em uma taxa agregada de, aproximadamente, 10 Tb/s [63].

Os sistemas de transmissão em 100 Gb/s empregam modulação por DP-QPSK e requerem uma estrutura de recepção especial, baseada em detecção coerente. Na detecção coerente, o sinal recebido é misturado com o de um laser oscilador local (*Local Oscillator*, LO) e toda a informação do campo elétrico (amplitude, fase e polarização) da portadora óptica recebida é digitalizada para o domínio elétrico. A digitalização para o domínio elétrico é feita através dos conversores ADCs e atualmente possuem banda para captura maior que 65 Gsps. A compensação dos efeitos de transmissão impostos ao canal é tratada pelo DSP, que também realiza a coerência óptica no domínio digital e isso contribuiu para uma mudança de paradigma das tecnologias de transmissão óptica, cenário no qual as técnicas N-WDM e OFDM se inserem para manter a qualidade de serviço (*Quality of Service*, QoS) e SE em níveis adequados [55].

Como pode ser visto na Figura 2.14, para implementação do N-WDM é necessário que se obtenha no domínio da frequência, uma densidade retangular e, dessa forma, precisa-se de sinais com formato *sinc* para cada símbolo. Usaremos como princípio o filtro de Nyquist, modelado como uma função *sinc* como na equação (A.1).

O comportamento da função *sinc* para o transporte dos dados é o de decair lentamente e poder estender-se sobre um número infinito de faixas de símbolos. A "truncagem" irá afetar o espectro, que deixará de ser retangular. Teremos então no domínio do tempo, a equação 2.13 do sinal:



Figura 2.14: Função rect e sinc na frequência e no tempo.

$$E(t) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} c_n sinc\left(\pi \frac{t-nt}{T}\right) \prod\left(\frac{t-nt}{kT}\right)$$
(2.13)

Sendo que sinc(t) representa o formato de pulso Nyquist, filtro de Nyquist ou raiz quadrada de cosseno levantado e \prod uma janela retangular de comprimento τ centrada em t = 0, e c_n são os dados codificados sob a forma de um símbolo n, onde $C_n \in \{-1,1\}$. Todavia, a função sinc é truncada para o comprimento de k símbolos. Neste trabalho, foi utilizado um modelo de simulação de um filtro de Nyquist com base em um experimento realizado, com ambos Tx_N e Filtro de Nyquist incorporados em um FPGA, como na Figura 2.15.



Figura 2.15: Implementação do Transmissor.

Recentes estudos de transporte em alta velocidade tiveram um grande progresso nos últimos anos, possibilitando a geração e detecção de sinais no domínio elétrico com formatação de pulsos Nyquist até 400 Gb/s [68, 69]. O projeto é detalhado no Capítulo 3 e envolve modelos na plataforma Simulink do Matlab e OptiSystem. Dessa forma são apresentados os blocos de funções para implementação em VHDL para o processamento no FPGA.

A Figura 2.16 representa a sequência de pulsos de Nyquist. O bloco "Filtro de Nyquist" ilustrado na Figura 2.15 representa a implementação do filtro que originará a formatação. Como pode ser observado, o formato de pulsos *sinc* é utilizado como base para a geração do *stream* de dados. O filtro é posicionado logo após a modulação do sinal, sendo então combinado com cada subportadora para a formação do WDM.



Figura 2.16: Pulsos com formatação sinc.

Após o filtro de Nyquist, e utilizando um analisador de espectro, é possível verificar os espectros com e sem a presença do filtro pela Figura 2.17. Pode-se perceber que o formato *sinc* possui uma distribuição mais eficiente entre $-0.5 \le Hz \le +0.5$ ao passo que os lóbulos dos pulsos retangulares invadem os limites definidos.

Alguns trabalhos compararam experimentalmente o desempenho de supercanais NGI-OFDM e N-WDM [70] com os mesmos casos de eficiência espectral e transmissão *back-to-back*. Dessa forma, foi possível concluir que por causa da menor ICI, o N-WDM possui melhor desempenho



Figura 2.17: Espectros de sinais retangulares e sinc.

que o NGI-OFDM.

Dada a equação 2.13, a densidade de potência espectral (*Power Spectral Density*,PSD) pode ser calculada como:

$$PSD(f) = \tilde{E}(f)^* \tilde{E}(f) \propto \left[kT \operatorname{sinc}(\pi kT \cdot f) * \Pi(T \cdot f) \right]^2$$
(2)

Representando a convolução entre sinc e \prod , e o conjugado complexo de E(f), sendo a função $\prod(Tf)$ uma janela retangular de largura $2\pi T^{-1}$ e k os valores dos comprimentos dos símbolos (truncagem da função sinc). A convolução é feita utilizando o software Mathematica e representada na Figura 2.18. Para diferentes valores de k são calculados os espectros e podese observar que o espectro será mais próximo de uma retangular quanto maior for a janela de tempo atribuído através da função *sinc*. No entanto, a janela de tempo mais curta de 4T já possui um espectro quase retangular, como pode ser observado.

A janela retangular \prod também faz surgir os lóbulos laterais e são cerca de 25 dB abaixo do pico. Este efeito é indesejado, pois ainda pode causar efeito ICI quando os canais tiverem que trabalhar com espaçamento estreito para formar um supercanal. Uma maneira de mitigar estes *sidelobes* sem aumentar o comprimento do símbolo desnecessariamente é usar uma função de

janela não retangular no domínio do tempo. A Figura 2.18 mostra o espectro usando a janela Hamming. Assim, os *sidelobes* diminuem significativamente, compensando a interferência ICI e a função de janela pode ser implementada em um algoritmo no FPGA.



Figura 2.18: Espectro de canais N-WDM usando vários comprimentos de símbolos (truncagem da função sinc), onde $f_T/2$ é a frequência de Nyquist. Os traços no eixo verticais têm uma distância de 10dB.

A função Hamming que representa a janela de Hamming é descrita em $-\frac{kT}{2} \leq t < \frac{kT}{2}$ como:

$$w(t) = 0.54 + 0.46\cos\left(2\pi\frac{t}{k}\right)$$
(2.14)

2.3.2 Filtro Cosseno Levantado

O filtro Cosseno Levantado (RRC) é um filtro frequentemente usado para a formatação de pulso em modulação digital devido à sua habilidade em minimizar a interferência intersimbólica (ISI). Seu nome vem do fato de que a porção não nula do espectro em sua forma mais simples ($\alpha = 1$, onde α é o fator *roll-off*, que será explicado adiante) é uma função cossenoidal, "levantada" acima do eixo de frequência (horizontal). Define-se o fator *roll-off*, α , como uma uma medida do excesso de banda de um filtro, isto é, a banda ocupada além da banda de Nyquist

com $f_{Nyquist} = 1/2T$. Se denotarmos este excesso por Δf , então:

$$\alpha = \frac{\Delta f}{\left(\frac{1}{2T}\right)} = \frac{\Delta f}{Rs/2} = 2T\Delta f \tag{2.15}$$

Onde:

 $R_s = 1/T$ é a taxa de símbolo.

A Figura 2.19 ilustra a resposta de frequência e impulsiva de um filtro cosseno levantado para *roll-off* variando entre 0 e 1. Como pode ser visto, o nível de ondulação (*ripple*) no domínio do tempo aumenta quando α diminui. Portanto, o excesso de banda do filtro pode ser reduzido, mas às custas de se obter uma resposta impulsiva mais alongada.



Figura 2.19: Respostas de um filtro cosseno levantado para vários fatores de roll-off[25].

Quando α se aproxima de zero, a zona de *roll-off* torna-se infinitesimalmente estreita, portanto:

$$\lim_{\alpha \to 0} H(f) = \Pi(fT) \tag{2.16}$$

Onde Π é uma função retangular, de modo que a resposta impulsiva se aproxima de sinc(t/T). Deste modo, ocorre a convergência para um filtro ideal. Quando $\alpha = 1$, a porção não nula do espectro é um cosseno levantado puro, o que leva à simplificação:

$$H(f)|_{\alpha=1} = \begin{cases} \frac{T}{2} [1 + \cos(\pi fT)], & \text{se } |f| \le \frac{1}{T} \\ 0, & \text{caso contrário} \end{cases}$$
(2.17)

O filtro cosseno levantado é uma implementação de um filtro Nyquist passa baixa, isto é, um filtro com propriedade de simetria vestigial. Isso significa que seu espectro exibe simetria ímpar em torno de 1/2T (onde T é o período do símbolo). O filtro é caracterizado por dois valores, o fator *roll-off* e por T, e sua descrição no domínio da frequência é dada por:

$$H(f) = \begin{cases} T, & \text{se } |f| \le \frac{1-\alpha}{2T} \\ \frac{T}{2} \left[1 + \cos\left(\frac{\pi T}{\alpha} \left[|f| - \frac{1-\alpha}{2T} \right] \right) \right], & \text{se } \frac{1-\alpha}{2T} \le |f| \le \frac{1+\alpha}{2T} \\ 0, & \text{caso contrário} \end{cases}$$
(2.18)

$$0 \le \alpha \le 1$$

A resposta impulsiva do filtro em termos da função sinc normalizada é dada por:

$$h(t) = sinc\left(\frac{t}{T}\right)\frac{cos(\frac{\pi\alpha t}{T})}{1 - \frac{4\alpha^2 t^2}{T^2}}$$
(2.19)

A largura de banda de um filtro cosseno levantado é comumente definida como largura da porção não nula de seu espectro, isto é:

$$BW = \frac{1}{2}R_s(\alpha + 1) \tag{2.20}$$

A função auto-correlação¹, $R(\tau)$, do cosseno levantado é dada por:

$$R(\tau) = T \left[sinc\left(\frac{\tau}{T}\right) \frac{cos\left(\alpha \frac{\pi\tau}{T}\right)}{1 - \left(\frac{2\alpha\tau}{T}\right)^2} - \frac{\alpha}{4} sinc\left(\alpha \frac{\tau}{T}\right) \frac{cos\left(\frac{\pi\tau}{T}\right)}{1 - \left(\frac{\alpha\tau}{T}\right)^2} \right]$$
(2.21)

¹A autocorrelação é a correlação cruzada de um sinal com o ele próprio. É uma ferramenta matemática para encontrar padrões de repetição, tal como a presença de um sinal periódico obscurecidos pelo ruído, ou para identificar a frequência fundamental em falta num sinal implícita pelas suas frequências harmónicas.

2.3.3 Aplicação

O critério de Nyquist pode ser satisfeito usando um filtro apropriado com um espectro retangular correspondente. Isso impede a ocorrência de ISI fazendo os pulsos máximos coincidirem com os zeros dos pulsos adjacentes. Desta forma, o critério de Nyquist pode ser satisfeito por um filtro de coseno levantado (*Raised Cosine*, RC). Para uma implementação prática, é utilizado um filtro RRC no transmissor, com um correspondente filtro RRC no receptor. Normalmente, o parâmetro *roll-off* (α) dos filtros RRC pode ser ajustado de tal forma que o espaçamento entre canais WDM pode ser reduzido para a taxa de símbolos sem ocorrência de *crosstalk* linear ou ISI. Além disso, a máxima SNR recebida pode ser obtida com esta filtragem ideal correspondente [71].

Quando usado para filtrar uma sequência de dados, um filtro Nyquist tem a propriedade de eliminar a ISI, pois sua resposta impulsiva é zero em todo nT (onde n é um inteiro), exceto para n = 0. Portanto, se a forma de onda transmitida é corretamente amostrada no receptor, os valores dos símbolos originais podem ser recuperados completamente. Entretanto, nas aplicações práticas, um filtro do tipo casado é geralmente usado no receptor (para filtragem de ruído) e, para que a ISI seja nula, é necessário que a resposta conjunta dos filtros de transmissão e recepção seja igual a H(f), ou seja:

$$H_R(f) \cdot H_T(f) = H(f) \tag{2.22}$$

Onde:

 $H_R(f)$ é o filtro da recepção e $H_T(f)$ o da transmissão, ou seja, são filtros casados. Portanto,

$$|H_R(f)| = |H_T(f)| = \sqrt{|H(f)|}$$
(2.23)

Estes filtros são conhecidos como RRC [31].

2.4 Sistemas N-WDM

Até agora, o estudo apresentado utilizou apenas fundamentos baseados em sinais contínuos e como o trabalho utilizará processamento digital através do uso de um FPGA, modelos discretos serão discutidos no projeto. Em resumo, amostrar as formas de onda faz com que o espectro correspondente seja periódico e esses espectros periódicos podem até se sobrepor, como resultados de teoria básica de Fourier. A faixa espectral livre dessa periodicidade depende da taxa de amostragem, e não da largura dos principais "lóbulos" (a menos que seja feita *undersample*). Assim, pode-se controlar quanto do espectro "vazio" aparecerá entre dois lóbulos periódicos.

Se as formas de onda *sinc* forem amostradas com a taxa de símbolo (onde será necessário apenas uma única amostra por um símbolo, considerando todas as outras amostras como zero) os espectros serão sobrepostos ou pelo menos se conectarão e teríamos um espectro único e contínuo, cuja forma só dependerá da função de amostragem. Fazendo *oversampling* o efeito causado no espectro é o de "desconectar"(determinado pela quantidade de *oversampling*) podendose determinar um tamanho arbitrário de um espaço ou um intervalo entre os lóbulos espectrais, que pode ser usado para remover partes indesejadas dos espectros, usando filtros passa-baixas eletrônicos convencionais. Uma função de transferência de passa-alta ou pré-ênfase também pode ser empregada para pré-compensar filtros subsequentes.

A implementação dos algorítmos em um FPGA será direta e cada algorítmo executará funções anteriormente modeladas com o auxílio do Matlab/OptiSystem. As formas de onda serão amostras para cada símbolo e podem ser armazenadas em uma tabela *look-up*, para ser lida e adicionada antes do buffer de saída. De maneira alternativa, pode-se armazenar os valores da função *sinc* e executar o processamento para cada símbolo, exigindo assim menos espaço para armazenamento. O processo de *oversampling* não precisaria aumentar a complexidade de implementação significativamente e para $2 \times oversampling$, apenas o tamanho das entradas na tabela de *Look-Up* sofreria alterações. Para $1,5 \times oversampling$, será necessário a amostragem de cada símbolo duas vezes – uma versão centralizada no centro do símbolo e uma de maneira deslocada, que deverá ser alternado de símbolo a símbolo. O *oversampling* necessário vem com o custo da taxa de símbolo reduzida para uma determinada taxa de amostragem DAC, desde que seja possível o controle da taxa de amostragem para a determinação da largura espectral. Pode-se preencher qualquer parte do espectro com zeros, mas esses zeros podem ser potencialmente dados que não estão sendo transmitidos. Por outro lado pode-se encher a parte vazia do espectro com partes dos canais vizinhos para que no geral não sacrificamos a SE. Isso também é um dos recursos que torna N-WDM tão versátil.

A filtragem de Nyquist de um sinal modulado não possui o mesmo resultado que a geração de um espectro retangular específico. Isso só seria possível se a entrada para o filtro fosse uma sequência de pulsos de Dirac ou deltas de Dirac, que resultaria nos sinais *sinc* exigido em sua saída. A melhor aproximação para deltas de Dirac seria com pulsos estreitos e, portanto, quando $T_{\rightarrow 0}$, mais amplo será o espectro. Considerando que a entrada do filtro será em geral algum sinal modulado, a saída será a convolução da função *sinc* com todos os dados da entrada, o que pode gerar um sinal composto com formatos complexos, considerando agora que os zeros da *sinc* já não estarão alinhados com os pontos de amostragem dos símbolos vizinhos. Essa representação é mostrada na Figura 2.20, no qual o sinal de 50% RZ em forma de pulsos é criado pela filtragem.



Figura 2.20: Sinal no tempo obtido com filtragem de um sinal RZ.

Considerando que o *sinc* é zero nos pontos de amostragem de todos os símbolos vizinhos, só precisamos de uma única amostra por um símbolo, e que deve ser destacado que acontece o mesmo como nos sinais modulados em NRZ. Desde que não haja nenhum intervalo de guarda entre os espectros que aparecem como resultado do sinal de tempo amostrado, o que vemos é

um espectro modulado contínuo, que é exatamente o que esperaríamos de modulação NRZ ou N-WDM sem *oversampling*.



Figura 2.21: Transmissor N-WDM[72].

A Figura 2.21 ilustra o mecanismo proposto para implementação da modulação N-WDM com o uso de FPGA e moduladores IQ. A montagem experimental foi baseada nos trabalhos de Killey [72], mas pretende-se estender para 400G e PDM-16QAM. O sistema de Killey é composto por um transmissor de 10 Gbps N-WDM PDM-16QAM, um laser de cavidade externa (*External Cavity Laser*, ECL) com um comprimento de linha de aproximadamente 10 KHz e usando como semente um gerador de pente óptico (*Optical Comb Generator*, OCG). O OCG é composto por um par de moduladores de amplitude $LiNbO_3$ em série, conduzido por uma senóide de 10,7 GHz, seguida por um modulador de fase, dirigido com componentes de frequência em 10,7 e 21,4 GHz, para gerar 9 canais de comprimento de onda com um espaçamento de 10,7 GHz. Ajustando as amplitudes do driver, atrasos e desvios do modulador, e usando um filtro óptico variável (Finisar WaveShaper) na saída, esta configuração permite uma variação de potência inferior a $\pm 1dB$ através dos nove canais. Canais pares e ímpares foram separados para permitir que sequências de bits não correlacionados fossem codificadas em canais vizinhos. Dois pares de FPGAs Xilinx Virtex 5 e conversores DAC Micram VEGA DACII
foram usados para gerar as formas de onda do driver do modulador. Amplificadores lineares foram usados para aumentar a potência dos sinais de entrada. Filtros foram colocados após os amplificadores para remover os espectros resultante da operação sample-and-hold dos DACs (para evitar a interferência entre canais WDM causado pelas imagens acima da frequência de Nyquist). Os filtros de Bessel de quinta ordem possuem largura de banda de 7 GHz em 3 dB. As formas de onda do driver modulador digital foram geradas off-line com Matlab, quantizadas em 6 bits e carregadas para a memória da FPGA. Filtros com formatação de pulso de Nyquist ou RRC com fator de roll-off de 0,01 e pré-ênfase para compensar a resposta em frequência dos DACs e moduladores foram aplicados a quatro sequências de Bruijin de 215 não correlacionadas. Depois canais pares e ímpares separadamente foram modulados pelos moduladores IQ Mach-Zehnder (IQ Mach-Zehnder Modulator, IQ-MZM), os dois conjuntos de canais foram combinados com um acoplador óptico de 3 dB para formar o sinal de 9 canais em 10 Gbaud Nyquist-QPSK com espaçamento de canal de 10,7 GHz. Em seguida, PDM foi emulado passando o sinal através de um estágio de polarização de multiplexação [72]. O espectro ótico dos sinais resultantes dos 9 canais é mostrado na Figura 2.22. Note que, embora as formas de onda de driver modulador foram calculadas off-line e enviadas para a memória dos FPGAs neste experimento, o transmissor baseado em FPGA oferece a possibilidade de implementar e avaliar em tempo real DSP para geração de sinal de N-WDM.



Figura 2.22: Esquerda: Espectro óptico 9x10 GBaud N-WDM PDM-QPSK. Direita: Espectro Digital na recepção do sinal N-WDM PDM-QPSK[72].

2.4.1 Sistemas OFDM-Óptico

Sistemas OFDM multiplexam subportadoras ortogonais de taxas reduzidas para compor um sinal de alta taxa para transmissão. A diferença entre as técnicas OFDM e a multiplexação por divisão de frequência (*Frequency Division Multiplexing*, FDM) convencional é que os sistemas OFDM, devido à ortogonalidade entre as subportadoras, usam o menor espaçamento (Δ f) possível entre canais, dado por:

$$\Delta = \frac{1}{Ts} = Rs \tag{2.24}$$

onde Ts é a duração do tempo de símbolo e Rs a taxa de símbolos como mostrado na Figura 2.23.

Como resultado, existe uma forte sobreposição espectral entre subportadoras adjacentes, e filtros casados são necessários para separar as subportadoras na recepção. Convencionalmente, a demultiplexação de subportadoras em sistemas OFDM é realizada pelo algoritmo da transformada FFT [73].

O par característico, tempo-frequência, dos sistemas OFDM é ilustrado na Figura 2.23 e consiste de pulsos retangulares de duração Ts no domínio do tempo e espectros do tipo função *sinc* espaçados de Rs no domínio da frequência. Apesar de sobrepostos, os espectros *sinc* são ortogonais e podem ser demultiplexados por uma integração ideal no receptor [74].



Figura 2.23: OFDM com o formato do pulso no domínio do tempo à esquerda e o espectro de frequências à direita. [75]

Na Figura 2.24, é ilustrado o modelo onde o mapeamento da constelação contém X_0 até X_{N-1} passando por um conversor serial para paralelo e os componentes resultantes serão elementos da transformada inversa iFFT, tendo as saídas da transformada parte real e imaginaria para os conversores DAC. Na saída dos conversores DAC, utiliza-se um misturador para frequência modulante f_c e sua ortogonal onde é feita a composição ao final em s(t).



Figura 2.24: Transmissor OFDM.

Em sistemas ópticos, o emprego da técnica OFDM em conjunto com a multiplexação de polarização e a detecção coerente compõem os sistemas CO-OFDM, usados na geração de supercanais ópticos [76] e consiste de modulação síncrona de subportadoras ópticas.

Alguns estudos também compararam o desempenho por simulação, utilizando geração de PDM-QPSK com uma alta SE de CO-OFDM com N-WDM, baseando-se no uso de pulsos ópticos com um espectro "quase" retangular e largura de banda idealmente igual à taxa de Baud [29]. O estudo conclui que as duas técnicas têm a mesma sensibilidade e SE sob os pressupostos idealizados, mas o CO-OFDM requer uma maior largura de banda do receptor e proporcionalmente maior velocidade dos conversores ADCs. Testes também foram feitos em enlaces de longas distâncias não-lineares e N-WDM superou também o CO-OFDM em desempenho [29].

2.4.2 Considerações sobre os sistemas N-WDM

O trabalho proposto representa um modelo para sistemas flexíveis [77, 78] baseados em N-WDM, sendo que os ensaios em simulações apresentaram-se de maneira promissora. O di-

agrama é ilustrado na Figura 2.25 onde a informação é formatada dentro do FPGA/ASIC e convertida para o DAC e enviada ao MZM para então ser lançada na fibra através dos multiplexadores.



Figura 2.25: Modelo de transmissor dentro do FPGA com filtro N-WDM.

Em N-WDM, canais constituídos de portadoras únicas com espectros modulados são moldadas para tornar bandas limitadas e são multiplexadas com um espaçamento de frequência ligeiramente superior à taxa de símbolo para formar um supercanal [19]. Os canais pertencentes ao N-WDM, exigem pré-filtragens estreitas, podendo ser realizadas digitalmente ou opticamente no transmissor, para evitar a ICI e ISI causada pela dispersão, podendo ser removida através de equalização digital no receptor. Em comparação a NGI-OFDM, N-WDM possui menor compromisso com requisitos de largura de banda do receptor e taxa de amostragem de ADC, evitando a necessidade de sincronização de taxa de frequência/símbolo precisa entre subportadoras.

Alguns estudos também abordaram em CO-OFDM a criação de um supercanal com empacotamento muito estreito de canais WDM convencionais, atingindo baixa interferência não por meio de CO-OFDM mas usando formatação de pulsos no transmissor com N-WDM [79]. Teoricamente, por meio de filtros na entrada quase retangular, o espaçamento da taxa de transmissão também pode ser alcançado como no CO-OFDM, mas a sincronização de frequência ou fase não se torna tão necessária nos receptores com banda larga.

Dessa forma, sistemas ópticos baseados em N-WDM apresentam-se com grande potencial ainda em estudos e inovação, objetivando geração experimental em dispositivos físicos do tipo

FPGAs.

2.5 Filtros Digitais

Os filtros digitais talvez sejam considerados uma das mais poderosas aplicações dos DSPs. Desconsiderando as vantagens óbvias da eliminação dos erros nos filtros associadas a flutuações de componentes passivos ao longo do tempo, temperatura e *drift* de amp-ops (filtros ativos), os filtros digitais são capazes de atingir performances que, na melhor das hipóteses, seria extremamente difíceis de se conseguir com uma implementação analógica. Além disso, as características de um filtro digital podem ser facilmente alteradas apenas alterando-se o software.

Filtros digitais são normalmente utilizados para modificar ou alterar os atributos de um sinal no domínio do tempo ou no domínio da frequência. O filtro digital mais comum é o filtro linear invariante no tempo (*Linear Time Invariant*, LTI). Um LTI interage com seu sinal de entrada através de um processo chamado de convolução linear [80], indicada por y = f * x onde f é a resposta de impulso do filtro, x é o sinal de entrada, e y é a saída convoluída. O processo de convolução linear é definido por:

$$y[n] = x[n] * f[n] = \sum_{k} x[k]f[n-k] = \sum_{k} f[k]x[n-k]$$
(2.25)

Filtros digitais LTI geralmente são classificados como sendo resposta ao impulso finita (FIR), ou resposta ao impulso infinita (*Infinite Impulse Response*, IIR). Como o próprio nome indica, um filtro FIR consiste de um número finito de valores amostrados, reduzindo a soma da convolução 2.25 para uma soma finita de amostras por saída para cada instante de saída. Um filtro IIR, no entanto, requer que seja realizada uma soma infinita e não será discutido nessa dissertação. A Figura 2.26 define a forma direta do filtro FIR. Para calcular o resultado, esta implementação se traduz em L multiplicações e L-1 adições para cada amostra, sendo também chamado de Multiplicador Acumulador (*Multiply Accumulate*, MAC).

A motivação para o estudo de filtros digitais encontra-se em sua crescente popularidade como um dos principais recursos utilizados nos DSPs. Filtros digitais estão rapidamente subs-



Figura 2.26: Forma direta do filtro FIR.

tituindo os clássicos filtros analógicos, que foram implementados usando componentes RLCs e amplificadores operacionais. Filtros analógicos foram modelados matematicamente usando equações diferenciais ordinárias obtidas de transformadas de Laplace. Eles foram analisados no tempo ou no domínio de Laplace *s*. Atualmente, protótipos analógicos apenas são usados em design de filtros IIR, enquanto filtros FIR são normalmente projetados usando especificações e algoritmos no computador.

2.5.1 Teoria dos filtros FIR

Um filtro FIR com coeficientes constantes é um filtro digital LTI. A saída de um FIR de ordem ou comprimento L, a uma entrada composta por uma série temporal x[n], é dada por uma versão finita da soma de convolução dada por 2.25, ou seja:

$$y[n] = x[n] * f[n] = \sum_{k=0}^{L-1} f[k]x[n-k], \qquad (2.26)$$

Onde: $f[0] \neq 0$ e $f[L-1] \neq 0$ são os coeficientes L do filtro. Os coeficientes também podem corresponder à resposta ao impulso do filtro FIR. Em alguns casos para sistemas LTI, é mais conveniente expressar 2.26 no domínio Z com:

$$Y(z) = F[z]X[z],$$
 (2.27)

Onde: F[z] é a função de transferência de FIR definida no domínio z por:

$$F(z) = \sum_{k=0}^{L-1} f[k] z^{-k}$$
(2.28)

As raízes do polinômio F(z) em 2.28 definem os zeros do filtro. Filtros FIR com presença apenas de zeros também pode ser chamados de *filtros de todos os zeros* [81].

O filtro FIR LTI de ordem L é interpretado graficamente na Fig. 2.26 e consiste de uma coleção de blocos de atraso, somadores e multiplicadores. Cada conjunto de atraso é representado por um ganho e um multiplicador, sendo os ganhos os próprios coeficientes de FIR, frequentemente mencionados como um "peso" ou *tap*. Historicamente, o filtro FIR também é conhecido pelo nome de "filtro transversal" devido o formato de sua estrutura.

O centro de uma resposta ao impulso de um filtro FIR é um ponto importante na simetria e pode ser conveniente definir este ponto como a amostra no instante t_0 . Para um FIR com número de coeficientes ímpar, o modelo de filtro centrado em t_0 é dado por:

$$F(z) = \sum_{k=-(L-1)/2}^{(L-1)/2} f[k] z^{-k}$$
(2.29)

A resposta em frequência do FIR pode ser calculada através da avaliação da função de transferência do filtro sobre a periferia do círculo unitário, fazendo $z = e^{j\omega T}$. Então segue que:

$$F(\omega) = F(e^{j\omega T}) = \sum_{k} f[k]e^{-j\omega kT}$$
(2.30)

Sabendo que $|F(\omega)|$ é a magnitude da resposta em frequência do filtro e $\phi(\omega)$ representa a reposta em fase, a seguinte relação é satisfeita:

$$\phi(\omega) = \arctan \frac{\Im(F(\omega))}{\Re(F(\omega))}$$
(2.31)

Essa análise é interessante pois os filtros digitais são caracterizados com mais frequência por fase e magnitude do que pela função de transferência no domínio z.

2.5.2 Método de projeto "Direct Window"

Como já sabido, a transformada DFT estabelece uma conexão direta entre os domínios de tempo e frequência. O domínio da frequência pode ser considerado o domínio da definição de

filtro, sendo que a DFT pode ser usada para calcular um conjunto de coeficientes de filtro FIR que produzem um filtro que se aproxima da resposta de frequência do filtro alvo. Um filtro projetado dessa maneira é chamado um filtro FIR direto.

Um filtro FIR direto é definido por:

$$F[n] = IDFT(F[k]) = \sum_{k} F[k]e^{j2\pi kn/L}$$
(2.32)

Desde sinais básicos até e teoria dos sistemas, é conhecido que o espectro de um sinal real é considerado Hermitiano, ou seja, o espectro real tem simetria par e o espectro imaginário tem simetria ímpar. Se o filtro sintetizado deve possuir somente coeficientes reais, o espectro do design de DFT proposto deve, portanto, ser Hermitiano ou $F[k] = F^*[-k]$, onde o * corresponde ao complexo conjugado.

Considere um projeto de filtro FIR direto com comprimento L = 16 e uma janela retangular, mostrada na Figura 2.27a, com um *riple* de banda passante mostrada na 2.27b. Note que o filtro fornece uma aproximação razoável para o filtro ideal passa-baixa com distorções maiores ocorrendo nas bordas da banda de transição.



Figura 2.27: Fenômeno de Gibbs. (a) Resposta ao impulso de um FIR passa-baixa com L = 16. (b) Passa-faixa com L = 16. (c) Resposta ao impulso de um FIR passa-baixa com L = 128 (d) Passa-faixa com L = 128. [80]

A oscilação observada é devido ao fenômeno de Gibbs, que se relaciona com a incapacidade de um espectro de Fourier finito para reproduzir transições com altas taxas de variação. A oscilação de Gibbs está implícita no método DFT inverso direto e pode-se esperar $\pm 7\%$ ao longo das ordens do filtro [80, p.188]. Os efeitos de oscilação de Gibbs só podem ser suprimidos com o uso de um "janelamento" de dados que aplica uma transição suave que tende a zero em ambas as extremidades. A sobreposição com "janelamento" de dados aplicada na resposta ao impulso do FIR resulta em uma resposta em frequência com magnitude "mais suave" com um alargamento da faixa de transição.

Se, por exemplo, uma janela de Kaiser for aplicada ao filtro FIR, o fenômeno de Gibbs pode ser reduzido, assim como o efeito da degradação sobre a banda de transição. Outras funções clássicas de "janelamento" e parâmetros estão sumarizadas na Tabela 2.1. Elas diferem em termos de sua capacidade de compensação entre largura de banda da oscilação e de transição.

Nome	BW 3-dB	Primeiro Zero	Lób. Lat. máximo	Redução de Lób. Lat. por oitava	Equivalente. Kaiser α
Retangular	0,89/T	1/T	-13dB	-06dB	0,00
Barlett	1,28/T	2/T	-27dB	-12dB	1,33
Hanning	1,44/T	2/T	-32dB	-18dB	3,86
Hamming	1,33/T	2/T	-42dB	-06dB	4,86
Blackman	1,79/T	3/T	-74dB	-06dB	7,04
Kaiser	1,44/T	2/T	-38dB	-18dB	3,00

Tabela 2.1: Tabela de parâmetros de funções "janela" comumente usadas.

As janelas mais comuns, denotado por w[n], são:

- Retangular: w[n] = 1
- Bartlett (triangular): w[n] = 2n/N
- Hanning: $w[n] = 0.5(1 \cos(2\pi n/L))$
- Hamming: $w[n] = 0.54 0.46\cos(2\pi n/L)$
- Blackman: $w[n] = 0.42 0.5\cos(2\pi n/L) + 0.08\cos(4\pi n/L)$
- Kaiser: $w[n] = I_0(\alpha \sqrt{1 (n L/2)^2/(L/2)^2})$

A largura de banda de 3 dB mostrada na tabela 2.1 é a largura de banda onde a função de transferência é atenuada de DC por 3dB ou $\approx 1/\sqrt{2}$. Os "janelamentos" de dados também geram lóbulos laterais e em vários níveis distante da harmônica zero. O ganho máximo para os lóbulos laterais é medido em relação ao valor do harmônico zero. A quinta coluna descreve a

atenuação assintótica da janela por oitava. A última coluna descreve o valor α para uma janela de Kaiser e com base na função de Bessel de primeira ordem I_0 , é especial em dois aspectos. É quase ideal em termos do relacionamento entre supressão da oscilação e a largura da transição, e em segundo lugar, pode ser sintonizado por α , que determina a oscilação do filtro. Dessa forma, pode-se considerar a partir da seguinte equação creditada ao Kaiser que:

$$\alpha = \begin{cases} 0,1102(A-8,7) & A > 50, \\ 0,5842(A-21)^{0,4} + 0,07886(A-21) & 21 \le A \le 50, \\ 0, & A < 21 \end{cases}$$
(2.33)

Onde $A = 20 log_{10} \epsilon_r$ é tanto atenuação de rejeita-banda quanto o *ripple* passa-banda dado em dB. O comprimento de janela de Kaiser para atingir um nível desejado de supressão pode ser estimado por:

$$L = \frac{A - 8}{2,285(\omega_s - \omega_p)} + 1 \tag{2.34}$$

2.5.3 Método de projeto "FIR Direto"

O filtro FIR direto, pode ser implementado em VHDL usando instruções *PROCESS* (sequenciais) ou na forma de "instâncias de componente" com somadores e multiplicadores. Um design com instruções *PROCESS* fornece mais liberdade para a ferramenta de síntese, enquanto instâncias de componente proporciona uma maior controle estruturado ao designer. Para ilustrar isso, um FIR de comprimento L = 4 será apresentado como um *PROCESS*. Embora um FIR de comprimento L = 4 é relativamente curto para aplicações mais práticas, é facilmente estendido para escalar maiores ordens e tem a vantagem de um curto tempo de compilação para demonstração. A resposta ao impulso do FIR linear em fase (portanto simétrica) pode ser dada por:

$$f[k] = \{-1,0;3,75;3,75;-1,0\}$$
(2.35)

Estes coeficientes podem ser codificados diretamente em um número fracionário de 5 bits. Por exemplo, o 3,7510 teria uma representação binária de 5 bits 011.112 onde "." indica o local do ponto binário. Note-se que, em geral, é mais eficiente implementar apenas coeficientes (*Canonic Signed Digit*, CSD) positivos, porque coeficientes CSD positivos têm menos termos diferentes de zero e pode-se levar o coeficiente em conta quando o somatório dos produtos é calculado. Sistemas CSD representam sistemas com um número mínimo de elementos nãozero.

Em uma situação prática, os coeficientes de FIR podem ser obtidos com o auxílio de uma ferramenta de design de computador e apresentados ao designer como números em ponto flutuante. O desempenho de um ponto fixo do FIR, com base nos coeficientes de ponto flutuante, precisa ser verificado utilizando simulação ou análise algébrica para assegurar que as especificações de design sejam satisfeitas. No exemplo acima, os números de ponto flutuante são 3,75 e 1,0, que podem ser representados exatamente como números de ponto fixo.

Utilizando a ferramenta Simulink do Matlab, modelamos um fitro FIR como é representado pela Figura 2.28. Como citado anteriormente, os blocos de atraso chamados de UnitDelay[n] representam amostras do sinal In1(x) e os blocos de ganho K chamados de Wn representam os coeficientes FIR do filtro: {W0 = 0,175511949}, {W2 = 0,421004209}, {W3 = 0,21004209} e {W1 = 0,175511949}



Figura 2.28: Modelo em Blocos Simulink do filtro FIR L = 4.

Como pode ser observado na Figura 2.29, a resposta ao pulso In1(x), que possui um baixo número de *taps* (L = 4), causando uma diminuição no comprimento do filtro, ficou comprometida e resultou em um comportamento não desejado na saída *Out*1. Isso significa que mesmo ajustando o *roll-off* para um valor baixo como 0,1, o filtro não irá gerar a resposta necessária. ficando o espectro de frequências distante do proposto como formato sinc(x).



Figura 2.29: Resposta de um degrau do filtro FIR com L = 4 no Simulink.

Elevando-se o comprimento do filtro FIR para L = 12, a resposta ao pulso possui características marcantes como *overshoot* próximo às transições do pulso e o correspondente espectro 2.30. Porém, novamente existe um limite e mesmo que o filtro possua uma quantidade alta de *taps* (igual a 255), uma baixa resolução do ADC ou DAC comprometerá a definição das amplitudes dos *overshoots*, principalmente nas região de menor amplitude como nos extremos do pulso. Essa troca deverá ser analisada primeiramente definido-se o fator de *roll-off* e então fazendo o balanço entre quantidade de *taps* e mínima resolução do ADC e DAC.



Figura 2.30: Resposta de um degrau do filtro FIR com L = 12 no Simulink.

2.6 Circuitos eletrônicos

Atualmente, os componentes opto eletrônicos possuem limites de trabalho que podem ser alcançados quando se aproximam de taxas entre 60 e 100 Gbaud. Portanto, é esperado que com os resultados obtidos na simulação (subportadoras em 448 Gb/s; taxa de 56 Gbaud e PM-16QAM) seja possível montar fisicamente os componentes, sendo que a elevação da velocidade dos sistemas precisa estar em sintonia com os parâmetros de operação, para que a condição de ortogonalidade dos moduladores e sincronismos entre os elementos seja alcançada, como o sincronismo de símbolos e o travamento de frequência das subportadoras ópticas. Restrições como limitações de largura de banda dos conversores DAC's e ADC's e taxa de amostragem no receptor também contribuem para a técnica N-WDM se tornar atrativa.

Considerando o elemento que controla o fluxo entre os *transponders*, os FPGA's são circuitos semicondutores integrados projetados para serem configurados após sua fabricação com uma linguagem descritiva de hardware. São largamente utilizados para o processamento de informações digitais e modelos podem ser criados e sintetizados em hardware com o propósito de executar funções específicas de maneira sequencial ou combinacional. O FPGA foi criado pela Xilinx Inc., e teve o seu lançamento no ano de 1985 como um dispositivo que poderia ser programado de acordo com as aplicações do designer [82].

O FPGA é composto basicamente por três tipos de componentes: blocos de entrada e saída (*Input-Output Blocks*, IOB), blocos lógicos configuráveis (*Configurable Logical Blocks*, CLB) e chaves de interconexão (*Switch Matrix*). Os blocos lógicos são dispostos de forma bidimensional, as chaves de interconexão são dispostas em formas de trilhas verticais e horizontais entre as linhas e as colunas dos blocos lógicos.

- CLB: Circuitos idênticos, construído pela reunião de flip-flops (entre 2 e 4) e a utilização de lógica combinacional. Utilizando os CLBs, um usuário pode construir elementos funcionais lógicos.
- IOB: São circuitos responsáveis pela interface das saídas provenientes das saídas das

combinações de CLBs. São basicamente *buffers*, que funcionarão como um pino bidirecional entrada e saída do FPGA.

Switch Matrix: Trilhas utilizadas para conectar os CLBS e IOBS. O terceiro grupo é composto pelas interconexões. Os recursos de interconexões possuem trilhas para conectar as entradas e saídas dos CLBs e IOBs para as redes apropriadas. Geralmente, a configuração é estabelecida por programação interna das células de memória estática, que determinam funções lógicas e conexões internas implementadas no FPGA entre os CLBs e os IOBs. O processo de escolha das interconexões é chamado de roteamento.

Os conversores ADC's de alto desempenho sugeridos para a execução deste trabalho, podem ser encontrados pelos seguintes fabricantes:

- Fujitsu Semiconductor Europe: 65 nm CMOS, 56 GSa/s, 8-bit, ADC e 40 nm CMOS, 65 GSa/s, 8-bit, DAC & ADC
- Micram: SiGe, 30 GSa/s, 6 bit, 20 GHz, ADC e SiGe, 34 GSa/s, 6 bit, 18 GHz, DAC
- Tektronix (former Maxtek): SiGe, 12,5 GSa/s, 8 bit, 8 GHz, ADC e SiGe, 12 GSa/s, 10 bit, 8,5 GHz, DAC
- InP: DAC, 60 GSa/s, 6 bit (NTT) e ADC, 80 GSa/s, 8 bit (Agilent)

Com base na lista acima, destacamos a geração de ADC's e DAC's da Fujitsu para grade de 65 GSps. Conforme o cenário apresentado anteriormente, para atingir novas escalas de tráfego, será utilizada modulação 16QAM. A utilização do QAM faz necessária pois para formatos de modulação em fase não seria possível atingir a taxa suficiente para o 400G com eletrônica atual. Por exemplo, seria necessária eletrônica com capacidade acima de 100 Gbaud para se utilizar modulação DP-QPSK. Dessa forma, com um conversor DAC com capacidade a partir de 56 Gbaud, pode-se conseguir taxas de até 448 Gb/s com PDM-16QAM e eficiência espectral 4 bits por baud (símbolo) por polarização.

A Figura 2.31 exemplifica uma placa com o FPGA modelo Arria 10 da marca Altera e os *transponders* com capacidade de até 400G [83, 84]. Apesar desse modelo de placa possibilitar a constatação pela calibração da paleta do sistema proposto no OptiSystem, foi utilizada uma placa similar presente nos laboratórios do CPqD. Dessa forma, com parâmetros experimentais previamente coletados, investigações futuras poderão ser realizadas.



Figura 2.31: Placa com FPGA e Transponders [85].

Capítulo 3

Resultados obtidos

3.1 Modelo de simulação

O projeto inicial proposto consiste de um estudo e implementação da formatação geométrica de pulsos Nyquist, utilizando modulação multinível a partir de PDM-16QAM em sistemas N-WDM, operando em taxas a partir de 400 Gb/s e com cenários em B2B (*Back to Back*, B2B) e distâncias superiores a 500 km. N-WDM é um método muito promissor para gerar futuros supercanais e a característica de permitir o agrupamento de vários canais muito próximos uns dos outros exige uma filtragem estreita com um filtro que se aproxima de uma função de transferência retangular, tão grande quanto a taxa de símbolos. Como já mencionado na Capítulo 2, o espectro mais restrito possível que contém todas as informações nos pontos de amostragem é retangular entre as frequências de Nyquist (positivas e negativas) – neste caso, esta é a frequência $f_{Nyquist} = 1/2T$. A máxima eficiência espectral pode ser alcançada com interferência entre símbolos (ISI) nula, se estiverem reunidas as condições ideais, como será explicado logo a seguir. No entanto, sistemas N-WDM sofrem de três limitações de implementação de hardware[86]:

- a) O comprimento do filtro de formatação de pulsos digital é finito.
- b) A formatação de pulsos do conversor analógico digital (DAC) e as amostragens do receptor no conversor analógico digital (ADC) não são idealmente sincronizadas [87].

c) A resolução da amplitude (em termos de número de bits) do DAC e ADC são finitas.
 Estas restrições são traduzidas em interferências ISI e ICI e, portanto, afetam o desempenho do sistema.

Como já foi abordado, a função *sinc* ideal tem um espectro de cosseno levantado (RRC) com fator de *roll-off* igual a zero. O conjunto de funções RRC é de particular interesse, porque ele pode satisfazer o critério de zero ISI, quando aplicado no transmissor e receptor. Permitindo fatores de *roll-off* diferentes de zero, diminuem-se as restrições sobre o comprimento do filtro e o *jitter* aceitável às custas de aumento da ICI. Trabalhos mais recentes em sistemas N-WDM abordam fatores de *roll-off* muito pequenos (menores que 0,1) [86].

Para exemplificar, a Figura 3.1 representa o diagrama funcional para o transmissor N-WDM. O filtro de Nyquist é representado pelo bloco gerador de pulsos RRC M-ary (*Root Raised Cosine Pulse Generator*, RRCPG). Esse bloco é adicionado logo a seguir ao Gerador de Sequências QAM, nesse caso 4 bits/Hz para a utilização de 16QAM.



Figura 3.1: Diagrama do esquema de modulação N-WDM criado no OptiSystem 13.

Na sequência, esse bloco está diretamente ligado a um modulador Mach-Zehnder (*Mach-Zehnder Modulator*, MZM) e através de um (*Power Combiner*, PWC), combinar a sequência de blocos que corresponde à parte ortogonal do QAM, para a criação da modulação em fase e quadratura (*In-phase and Quadrature*, IQ). Esse diagrama representa apenas uma polarização e, como utilizaremos polarização dupla (DP), um outro conjunto do mesmo diagrama, mas com a polarização ortogonal deverá também ser combinado para o lançamento na fibra.

Para configurar diferentes fatores de *roll-off*, o componente de simulação gerador de pulsos M-ary já possui como parâmetro o próprio *roll-off*, bastando então definir a faixa entre 0 e 1. Mais adiante serão discutidas as diferenças entre o filtro integrado no gerador de pulsos (como é o caso da implementação com o FPGA) ou o filtro após o modulador MZM.

De maneira resumida, o trabalho concentra-se na transmissão do sinal e a Figura 3.2 ilustra a base para a geração do N-WDM usando QAM para cada polarização. Através dos modelos de simulação criados no OptiSystem, modelos correspondentes também foram criados no Matlab. Para a validação dos modelos em VHDL, a ferramenta de Testbench chamada ModelSim foi usada.



Figura 3.2: Representação dos blocos para sistema N-WDM.

O ModelSim® da Mentor Graphics® é um ambiente de depuração e análise para projetos de ASICs e FPGAs, com suporte nativo para várias linguagens descritivas e será usada VHDL como já citado. Esse software, além de possibilitar a síntese de circuitos a partir dos modelos em VHDL, permite também recursos como depuração e análise para simulação após os resultados obtidos, bem como durante a simulação em execução. A Figura 3.3 ilustra o ambiente de

ModelSim PE													_IO X
Ele Edt Yew Comple	Smulate Ad	d Wigve Tools I	Layogt Bookma	iks <u>Window</u> Help									
B-#8-0	X Ra 🔁	2210-4	12 08	12 X S	2441	100 ns	10000	AC IR DI	No :	+tita	1		
44 1 77 79444	100.0		+ Linnes			1.0.00		Later I	1 10 10 10 10	53 3 F	1		
M as a mesnoo j	100 3	1 - 1 4	- caroon p	coverage	-	0			44 23	0 2 4 3 1	<u></u>		
3•••€•3•• Search	h:	¥ \$	10, 17, 9	0.000			5 10	10 🔲 💻 🌮					
Sim (Local Coverage Agg	regation) - Def		- 110	: # # ×	TE Wave - D	dak				_			- 858
* Instance		Design unit	Design unit I	type Stat cos .*	8 1+		1 16	25					
🖃 🧱 best_deka		test_deka(rtit)	Architecture	_	CU	T Inputs		(DUT Inputs)					
00		delta(rtl)	Architecture										
entrol_INST		micro	Module		- 6							_	
tproc_N61	_	tx_process(rt)	Architecture	_	0.0			2002		0101	_		
a materia M	7	and respectively	th Architecture										
- fiarb_INST		arbitrator(rt)	Architecture		2								
in Fraddmar, IN	57	Fs_add_mux040	Architecture			erb							
 a control_126k 	JPV57	mode_two_contr	ol Module		1 * *	No hit polyate					_	_	
		fifocel(rtl)	Architecture			No moty ind							
CBLTCI		ffocel(rtl)	Architecture	-		iom_sdc1							
1	-												
K Files = C Instance =	Memory I	lat = O Details	- D PSH List	≍ ¥7sm × 4b				nuuuuu	muunn	uuuuuu	ແມສູ່ແມນແມ	սաստվա	anna i
Chinese -		- 100		(+) # x	- 4								
There	Natur	litied	Mode 116.50	(0.51H L +	- ?								
/ reset	21	Net	10	0 1		txd		1000 0 0000					
🔏 dadi.		Net		1 1		couport.		(our outputs)					
🖬 📥 variable_address						or read							
🖕 variable_vete		Regis		1 1			1						
💊 variable_read		Regi		1 1	1000	New	100000 n	s 100	100 me	20000 me	30000	ine	40000
variable_save	00000000	Pack	out .	4 0	649	Currior 1	0 n						
variable_restore	00000000	Net		0 0	4			11					
variable_reset	S1	Net	an N	0 1	88 Browser	Assertions	H m Wave H						- de
fs unite		Easter -		0 0									
A damp make		-	~	<u> </u>	Code Cov	erage Analysis 🚞				102			- tex
*				2	Expressions -	by instance (/test	_deka/O4P/prepro	(_INST)				Expression	< X F
A Transcript				:##X	Ba pre	processor.v							-
# Loading work.aode	two contro	1			01	1147 ccc[3]	<- (data_in	* enc[0]) ;					
# Loading work.fife	cell(rtl)				01	1148 crc[2]	<- (cze[]]	^ ((exc[0] ^ d	ata_in))) ;				
# Loading work.bd4st	t(bd4st_at)	(h)			×Χε	1242 annig	add13 = (a[10] * ((- (0)	131) ^ cel:	2)) 2			
11					⇒Xe	1244 b(0200 0 00 00	1 1					
# 0 ms					⇒Xe	1246 (1	(: 1)))))))	3 2					
# 105 us					Xe	1248 ()	(1)))))))	3 2					
Long Land					Xe	1250 0	(41)))))))	3.2					
1201 22				-	Xe	1252 ()	(1)))))))	3 2					
Message Viewer	Transcript H			d b	Xe	1254 ()	(1)))))))	3 2					- 1
					1 7.07			-				and a share	
Now: 100 us Deta: 0	s	miner_deta/CHP)	no jul nocale								1 2976	ns 65 40385 hs	. 4

Figura 3.3: Ambiente do software ModelSim Edição Altera Starter Edition.

trabalho do ModelSim.

Dessa forma, torna-se possível a calibração das paletas de simulação do OptiSystem usandose parâmetros e resultados experimentais como referência.

Através de alguns exemplos de paletas obtidos com o software de simulação OptiSystem, foi montado um *setup* inicial com a seguinte configuração:

- 5 transmissores com filtros de Nyquist
- 5 Receptores coerentes com teste de BER para a subportadora 3 (FEC < 10^{-3})

Inicialmente, 2 tipos de configurações de transmissão foram escolhidas para essa simulação (modulador já com filtro integrado e o filtro após o modulador) com o objetivo de verificar se existem significativas diferenças entre os tipos e portanto, se existirão diferenças nos resultados das simulações. A Figura 3.4 compreende o diagrama principal das configurações utilizadas nesta simulação.



Figura 3.4: *Setup* inicial para testes com filtro de Nyquist. O filtro de nyquist encontra-se incorporado ao Modulador PM-16QAM.

Embora o formatador possa ser implementado no domínio óptico, elétrico ou digital, este trabalho é focado somente na implementação digital. Em um sistema N-WDM típico, no lado do transmissor, o formatador é implementado como um filtro de resposta de impulso finito (FIR), por uma multiplicação de matriz entre uma matriz de impulsos de *sinc* atrasados e o vetor de entrada de símbolos complexos. Nesta abordagem, os parâmetros a serem otimizados são o comprimento do filtro (número de períodos de símbolo), o fator de superamostragem (amostras por símbolo complexo) e o fator α . No lado do receptor, um filtro super gaussiano com uma largura de banda próxima da taxa de símbolos é usado para detectar o sinal em forma de Nyquist. Após este bloco, é utilizada uma recuperação de portadora de frequência / fase para reconstruir as informações de símbolo transmitidas [88].

A taxa de comunicação inicialmente proposta no trabalho foi de **448Gbps**, mas para o projeto não foi possível levantar dados experimentais com essas taxas, sendo então redefinida toda a simulação para **256Gbps**, pois todo o experimento foi baseado nesta taxa.

No projeto foram utilizadas 5 subportadoras lançadas através de fibras monomodo padrão, sendo que a subportadora posta em prova foi a intermediária de maneira que existam 2 subportadoras adjacentes, com o intuito de avaliar se há influência de ICI/ISI. A compensação de dispersão foi configurada no DSP. Após a montagem do *setup*, os amplificadores ópticos de entrada e saída foram reconfigurados com ganhos de 29,25 dB e 27 dB respectivamente e ambos com Figura de ruído de 4dB como no experimento. Os ganhos foram encontrados de forma empírica fazendo uma variação (*sweep*) de 1 a 30dB para as duas condições em B2B.

Para que fosse possível manter uma taxa de erros aceitável (BER $< 10^{-3}$) nessa configuração, foram utilizados 220 km de fibras compostas de 2 loops de 110 km, sendo que cada loop contém:

- 10 km de fibra SMF-28 (0,27dB/km e 16,75ps/nm/km)
- 100 km de fibra SMF-28 (0,19dB/km e 16,75ps/nm/km)

3.2 Simulação do filtro de Nyquist

Como mencionado, foram simuladas duas condições com filtro de Nyquist, sendo o primeiro teste utilizando uma configuração com filtro depois do (*Polarization Combiner*, PC) e o segundo teste com geradores M-ary com filtro de Nyquist e implementação de Cosseno Levantado. A Figura 3.5 ilustra os detalhes do transmissor com o filtro óptico na saída do PC, e os componentes do simulador serão descritos abaixo.

Os geradores M-ary utilizados neste teste não possuem o Filtro de Nyquist incorporado, sendo que o filtro do tipo *Raised Cosine Optical Filter* está localizado no final do conjunto, já contendo dois sinais IQs por polarização.

Esta configuração é interessante pois no próximo teste será feita a comparação com o sinal dos moduladores com filtro incorporado. Na comparação também é esperada uma mudança no formato do espectro do canal, devido à diferença entre os componentes do simulador.

A configuração do primeiro teste consiste de:

- 2 Geradores de sequência 16QAM para cada polarização (1)
- 4 Geradores de pulso M-ary sendo 2 geradores por polarização (2)



Figura 3.5: Layout com o filtro na saída do PC.

- 4 Moduladores Mach-Zehnder sendo 2 para cada polarização (3)
- 1 PC para lançar na MUX (4)
- 1 Filtro Óptico Cosseno Levantado com fator de *roll-off* 0,1. (5)

Para a comparação no próximo teste, foram utilizados os formatadores de pulsos M-ary cosseno levantados como Filtros de Nyquist incorporados, mantendo os mesmos parâmetros de *roll-off*: 0,1. A Figura 3.6 ilustra os detalhes do transmissor com o filtro de Nyquist integrado no RRPG.

A configuração do seguinte teste contém os componentes:

- 2 Geradores de sequência 16QAM para cada polarização (1)
- 4 Geradores de pulso M-ary Cosseno Levantado com fator de *roll-off* de 0,1 sendo 2 geradores por polarização (2)
- 4 Moduladores Mach-Zehnder sendo 2 para cada polarização (3)
- 1 Combinador de polarização para lançar na MUX (4)



Figura 3.6: Layout com filtro como gerador de pulsos M-Ary cosseno levantado.

Como pode ser observado, as principais diferenças entre os componentes da simulação foram os geradores RRCPG e o filtro óptico, sendo que ao final de cada simulação foram capturados os espectros na saída de cada bloco, e os resultados dos espectros com os dois tipos de filtros podem ser observados na Figura 3.7.



Figura 3.7: Comparação com tipos de filtragem Nyquist e *roll-off* 0,1 (a) M-ary Cosseno Levantado, antes da amplificação óptica. (b) Filtro Óptico Cosseno Levantado.

Comparando os dois testes, fica claro que a escolha do tipo de filtro para fazer a simulação não compromete de nenhuma forma os resultados. O filtro então escolhido é o formatador de pulsos M-ary RRC por causa de sua flexibilidade na implementação no FPGA. As diferenças entre o filtro na saída e os geradores de pulsos podem ser mencionadas pelas imperfeições no modelo do filtro e a geração dos pulsos sinc, pois ambos são baseados em RRC.

Na Figura 3.8 é ilustrado exemplos com a resposta à variação do fator de *roll-off* entre 0,1 a 1,0. A subportadora escolhida foi a 3 justamente pela sua disposição entre as outras. Dessa forma, são esperadas mudanças no formato apenas da subportadora 3.



Figura 3.8: Espectros sem amplificação óptica, para comparação com diferentes fators de *roll*off (a) 0,1 (b) 0,12575 (c) 0,2505 (d) 0,5.

Através desta ilustração, é mostrado que com o aumento do fator de *roll-off*, ocorre uma invasão de banda entre as subportadoras, ou seja, mais espaço entre as subportadoras deve ser reservado (como era de se esperar). Analisando os gráficos de BER e OSNR na Figura 3.9, é observado que mantendo o mesmo espaçamento entre canais mas aumentando o *roll-off*,

ocorre um aumento significativo na taxa de erros e como o comportamento da OSNR pode ser considerado quase como constante, pode-se inferir que a degradação é devida a ICI/ISI e conclui-se que com fatores de *roll-off* acima de 0,3 a FEC terá problemas com taxas de erros maiores que 10^{-3} nessa situação.



Figura 3.9: Gráficos de BER vs. roll-off e OSNR x roll-off.

Os resultados demostram as vantagens do uso do filtro de Nyquist, pois com fatores de *roll-off* altos (maiores que 0,5) ou na ausência de formatação de pulsos Nyquist, é necessário aumentar os espaços entre canais adjacentes para reduzir taxas de erros resultantes da invasão entre canais.

3.3 Experimento de referência

Este trabalho teve como base experimental, um setup implementado pela equipe do CPqD[89] que demonstrou[90] um transmissor óptico baseado em polímero TOSA executando em 100G / 200G em WDM (37,5 GHz) com transmissões até 5000 km. O objetivo é usar os dados co-letados no experimento para calibrar a paleta do OptiSystem de forma que a simulação gere resultados muito próximos aos coletados no experimento. Portanto, quando os dados simula-dos estiverem em coerência com os dados do experimento, pode-se considerar que a simulação possui referências próximas às do experimento e nesse momento é possível gerar simulações com variações mais próximas da realidade, como a variação dos parâmetros de Nyquist como o fator *roll-off*.

Para atingir o resultado base para simulação, foram utilizadas tanto condições B2B quanto com a presença de fibra e foram simulados e registrados os gráficos de BER vs. OSNR (B2B) e BER vs. distância (fibra). Quando a fibra é utilizada, a calibração B2B é necessária, sendo que o atenuador substitui a fibra para localizar o comportamento BER vs OSNR. Assim pode ser identificada o que é característica do comportamento do meio e o que é característica da propagação pela fibra.

A motivação de utilizar os experimentos realizados no CPqD como base para as simulações deste trabalho, foi a possibilidade de acesso aos dados de um trabalho que explorasse os transmissores N-WDM e neste experimento, objetivou-se construir um TOSA de fosfeto de índio (InP), silício e silício-orgânico híbrido com uma investigação experimental, pois existem limitações físicas no tamanho do modulador LiNbO3, que impõem grandes desafios a serem superados na transmissão. Assim sendo, os resultados experimentais deste trabalho contêm recursos importantes para a validação das simulações desta dissertação. A caracterização foi feita em back-to-back (B2B) e *links* de longa distância (cerca de 7000 km). A figura 3.10 representa o experimento em B2B (ambas polarizações X e Y) com canal único e será base para simulações em B2B (uma portadora) no OptiSystem.



Figura 3.10: Resultados dos experimentos com BER vs. OSNR (B2B).

Os limites de desempenho foram investigados, para uma banda espectral N-WDM no padrão conhecido como WDM Flexigrid [91] de 37,5 GHz, a partir da transmissão 21x256 Gb/s PM-16QAM com eficiência espectral de 5,33 bit/s/Hz. Apesar do trabalho abranger também PM-QPSK (100G), apenas o formato de modulação PM-16QAM (200G) foi analisado, pois é considerado pela OIF como mais promissor para geração futura N-WDM [92].

3.4 Configuração experimental

A Figura 3.11 ilustra a configuração experimental para a validação de sistema do TOSA 200G fornecido pela BrPhotonics ao CPqD. O hardware TOSA na Figura 3.12 foi desenvolvido para proporcionar um desempenho estável até 75°C com aquecedores para controle da polarização do modulador, largura de banda eletro-óptica (*Electro-Optical*, EO) típica de 23 GHz, $V_{\pi} = 3,5V$, dissipação de potência de 2,5 W e largura de banda estreita (*Tunable Laser*, TL) 100KHz.



Figura 3.11: Configuração experimental para a validação do sistema TOSA[90].

No lado do transmissor, o dispositivo sob teste (*Device Under Test*, DUT) foi montado em uma placa de avaliação dedicada (*Evaluation Board*, EVB) (Figura 3.13), proporcionando potência TL e controle de comprimento de onda óptico, juntamente com polarização automática

LGA L	and Grid Array Opto Package
	BrPH®TONICS P/N S/N
DC con	trol comments
TL cont	trol
pads	

Figura 3.12: Hardware TOSA[90].

do controle do modulador óptico. O DUT foi conduzido por sinais de 32GBd de um DSP de 28 nm incluindo um DAC de 64GSa/s (ClariPhy CL20010, com 16 GHz de largura de banda elétrica e resolução de 8 bits). O DSP no EVB também executa em tempo real a geração da sequência de bits pseudo-aleatória $2^{31} - 1$ (*Pseudo Random Bit Sequence*, PRBS) com 20% de *overhead* para a (*Software Defined FEC*, SD-FEC), mapeamento de constelação 16QAM, formatação de pulso Quasi-Nyquist com filtragem de RRC (*roll-off* = 0,1), pré-compensação de largura de banda e correção de distorção do transmissor. As quatro saídas diferenciais de RF do DAC, correspondentes aos componentes I e Q da polarização X e Y, foram então amplificadas por dois drivers quádruplos RF de 35 GHz, antes de serem enviados ao modulador.



Figura 3.13: Placas de avaliação para o dispositivo sob teste e DSP[90].

A fonte óptica utilizada para alimentar o modulador LiNbO3 era uma ECL de 100KHz. O comprimento de onda óptico do canal sob teste foi ajustado em 1550,11 nm (193,4THz) como mostrado na Figura 3.14. O principal objetivo de usar como teste o comprimento de onda de 193,4THz é a posição central em relação aos outros comprimentos de onda. Assim maiores influências entre canais poderão ser detectadas. Devido às perdas dos moduladores, o canal óptico foi então amplificado por um pré-amplificador óptico de baixo ruído antes de ser enviado para um transmissor *booster* óptico e depois para a fibra óptica.



Figura 3.14: Espectro de N-WDM[90].

A grade de canais WDM foi gerada a partir de 20 ECLs com largura de linha de 100KHz, divididas em duas matrizes separadas de 10 canais cada, sendo intercaladas em uma grade flexível de 37,5 GHz. Cada grupo de dez lasers foi enviado para um modulador óptico de LiNbO3 com dupla polarização, conduzido por sinais 16QAM de 32GBd, com geração *off-line* por meio de um DAC de 63GSa/s da Fujitsu, com largura de banda de 14 GHz e 8bits de resolução. Os 20 canais modulados foram acoplados através de um canal teste por um acoplador óptico 90/10, antes de serem amplificados pelo EDFA e transmitidos para a fibra. O espectro óptico WDM é mostrado na Figura 3.14.

O *link* de fibra foi construído como um circuito de recirculação óptica, com cinco extensões de 50 km de fibras de baixas perdas e grande área efetiva (Corning®Vascade EX2000) e cinco estádios de amplificação com EDFAs (6dB de figura de ruído). A Tabela 3.1 descreve as características técnicas da fibra que foram parametrizadas no simulador.

Um filtro óptico programável (Proggramable Optical Filter, POF) no meio do loop foi usado

Descrição	Fibra de baixas perdas
	com larga área efetiva
Atenuação (dB/km)	0,160
Área efetiva (μm ²)	112
Dispersão (ps/nm.km)	+20,2
Curva de Dispersão (ps/nm.km)	+0,06
PMDQ (ps/\sqrt{km})	≤ 0.05
Índice de Refração de	1,4625
Grupo Efetivo (Neff)	
	•

Tabela 3.1: Especificações fibra Corning Vascade EX2000

para filtragem de ruído ASE fora da banda. No lado do receptor, o canal sob teste foi filtrado com passa-banda e pré-amplificado antes de ser enviado ao receptor coerente, constituído por um híbrido óptico de polarização diversificada 90°, seguido por quatro fotodetectores balanceados (*Balanced Photodetectors*, BPD) com 40 GHz de largura de banda e um osciloscópio digital de 80GSa/s, largura de banda de 33 GHz e resolução de 8 bits como um ADC. O DSP *off-line* foi então utilizado para a demodulação do sinal e a avaliação da BER.

3.5 Resultados experimentais

Como foi citado anteriormente, o principal objetivo deste trabalho do CPqD foi fazer uma demonstração experimental de um TOSA e tomando o comportamento em 200G, os resultados B2B mostram uma pequena penalidade na OSNR <19,5 dB, em comparação ao LiNbO3 com OSNR <18,5 dB. Embora tenha sido utilizado um filtro de pré-compensação digital de três *taps* no DSP (objetivo de minimizar esta penalidade de banda), os sinais 200G-16QAM são mais sensíveis e ainda apresentam uma penalização residual refletida na BER[90]. No entanto, a penalidade em torno do limite FEC (limite do SD-FEC é de 2,4.10⁻²) é inferior a 0,5 dB para o caso de canal único e ~ 1 dB para WDM. A penalidade da OSNR de 1dB entre os dois transmissores ópticos é também refletida nos resultados da transmissão na Figura 3.15(b): o alcance do sistema para o canal de 200G em teste foi de ~ 1600 km quando utilizando o TOSA enquanto que a transmissão acima de 1900 km foi conseguida quando se utilizou o modulador

LiNbO3[90]. Os resultados experimentais em 200G-16QAM podem ser vistos na Figura 3.15 e foram obtidos com o encapsulamento de TOSA e LiNbO3 (*Polarization-Multiplexed Quadra-ture Modulator*, PMQ), em B2B (Figura 3.15a) e após a transmissão com fibras (3.15b).



Figura 3.15: Medições B2B e resultados da transmissão para 200G[90].

Com estes resultados, foi possível calibrar a paleta do OptiSystem para obtenção das simulações desejadas, considerando as devidas limitações e erros na comparação dos sistemas. O próximo passo então é a reprodução do cenário mais simples como no caso de B2B.

3.6 Resultados simulados

A análise dos experimentos dos módulos TOSA e LiNbO3, permitiu gerar um modelo de simulação no ambiente OptiSystem com resultados aproximados. Usando o modelo apresentado anteriormente e calibrando os parâmetros das fibras, amplificadores e atenuadores foram utilizados para aproximar a simulação com dados coletados nos experimentos, tanto em B2B quanto com as fibras.

Para a aproximação da simulação em B2B, foram adicionados entre o transmissor e o receptor, um amplificador e dois atenuadores (cascata). O primeiro atenuador teve o ganho definido para localizar a OSNR em 30 dB e o segundo para fazer a variação de 16 dB até 30 dB, com o objetivo de capturar a curva de BER vs. OSNR do sistema do experimento. Após obter os resultados desejados, os atenuadores foram travados com OSNR em 30 dB na configuração em B2B. De acordo com a taxa de bit do experimento, foi ajustada a taxa no simulador para 256 Gb/s, assim como a taxa de símbolo em 32 Gsímbolos/s no transmissor e receptor. Após obter a aproximação dos valores com os resultados do experimento em B2B, subportadora central foi fixada em 193,4 THz e novamente a OSNR x BER foi comparada com o experimento como mostrada na Figura 3.16.



Figura 3.16: Resultados das simulações com B2B e transmissão WDM 200G. Gráfico de BER vs. OSNR

No experimento, foram capturadas curvas de BER vs. OSNR tanto de canal único como em WDM e após obter a aproximação dos valores simulados com os resultados do experimento com fibra em canal único, foram adicionados 10 loops com fibra (Vascade EX2000) de 50 km e amplificador com figura de ruído (*Noise Figure*, NF) de 6 dB, como informado no artigo. O amplificador utilizado no experimento foi um EDFA, mas na simulação foi usado um amplificador com ganho de 7,8343 dB para aproximação dos resultados. Foram então habilitadas a compensação de efeitos não lineares e dispersão no DSP e inicialmente inseridas outras 4 subportadoras com espaçamento de 37,5 GHz entre elas, onde a nova simulação apresentou os resultados presentes na Figura 3.17.

Dado como satisfatória a simulação com canal único, o próximo passo foi simular o WDM



Figura 3.17: Resultados das simulações com canal único 200G BER vs. L

com 21 subportadoras, ou seja, o mesmo teste feito no experimento, mantendo o espaçamento de 37,5 GHz. Para a aproximação com o teste em WDM, foram utilizados inicialmente 70 loops de 50 km com amplificador e através de iterações, foram feitas variações do ganho desse amplificador onde foi possível chegar a um valor aproximado de 7,894225 dB. A partir desse ponto, a simulação foi iterada partindo-se de 1 loop (50 km) até 100 loops (5000 km), com anotação dos resultados. Essa aproximação foi localizada de forma empírica e os resultados podem ser observados na Figura 3.18.



Figura 3.18: Resultados das simulações com transmissão WDM 200G BER vs. L

Contudo, analisando os gráficos das Figuras 3.17 e 3.18 o erro de aproximação pode ser considerado aceitável. O componente para análise do espectro WDM do Optisystem, foi utilizado para captura das 21 subportadoras presentes e centradas em 193,4 THz com a grade em 37,5 GHz. A primeira subportadora está localizada em 193,029 THz e a última em 193,780 THz e o espectro N-WDM da simulação pode ser visto na Figura 3.19.



Figura 3.19: Espectro N-WDM da simulação das 21 subportadoras espaçadas em 37,5 GHz.

3.7 Variação dos parâmetros de Nyquist

Após verificada a aproximação dos modelos de simulação, o próximo passo foi aplicar no simulador, diferentes fatores de *roll-off* nos filtros de Nyquist para geração de novas curvas de BER vs. L. O comportamento esperado era que com o aumento do fator de *roll-off*, o espectro fosse alargado dentro do *grid* de 37,5 GHz, ocorrendo a invasão das subportadoras adjacentes e prejudicando assim a recepção, resultado em uma elevação da BER. Para exemplificar o primeiro teste, foi fixado L = 500 km e executada a simulação. Pode-se verificar que o fator de *roll-off* contribui de maneira positiva e significativa para os sistemas de geração futura, como pode ser observado na Figura 3.20. A linha tracejada em $2,4.10^{-2}$ define o limite da SD-FEC e



neste caso a BER ficou abaixo do limite com $\alpha < 0.84$.

Figura 3.20: Gráfico de BER vs. roll-off para sistema com L = 500 km.

Como citado anteriormente, cada enlace do experimento possui 1 carretel de 50 km de fibra e 1 amplificador, sendo que para a simulação de 500 km, foi necessário lançar 10 loops através do acoplador 2x2. Considerando esse exemplo com L = 500 km e espaçamento de 37,5 GHz entre canais, o limite aceitável para o fator de *roll-off* ainda ficou acima do $\alpha = 1$, sendo possível neste caso, seu uso em toda a faixa, mas espera-se uma piora para distâncias maiores que 500 km.

Dando continuidade nas simulações com L variando entre 0 e 5000 km, e aplicando as mesmas faixas de parâmetros de *roll-off*, o resultado obtido é mostrado na Figura 3.21. Contudo, analisando o comportamento de BER vs. L para os diferentes fatores de *roll-off*, pode-se verificar os efeitos de se utilizar valores de α menores que 0,5 e quanto mais se aproxima de 0, maior esforço computacional é necessário, mas à pena de que os ganhos são cada vez menos significativos.

A busca por um fator de *roll-off* ótimo é necessária então para balancear ganhos com eficiência de banda por gasto energético do DSP. Isso significa que o máximo gasto energético e o mínimo espaçamento espectral devem ser definidos para a localização do ponto ótimo que é a definição da quantidade de *TAPs* presentes no filtro de Nyquist. Porém, tender o fator de *roll-off*


Figura 3.21: Gráfico de BER vs. L para sistema com diferentes fatores de roll-off.

a zero não necessariamente significa obter o melhor comportamento de BER vs L, como será visto a seguir.

3.8 Influência do roll-off

Sabendo que a elevação das taxas de comunicação na ordem de 1 Tbit/s e além é uma tarefa difícil, principalmente pelas limitações como taxa de amostragem, largura de banda dos conversores DAC e ADC e número efetivo de bits (*Effective number of bits*, ENOB), outra dependência surge como limitação: o valor ótimo do fator de *roll-off*. A mesma observação foi feita na avaliação da dependência do fator de *roll-off* de um pulso de Nyquist em uma transmissão de 1,28 Tb/s a 525 km [93]. Neste trabalho, o valor ótimo encontrado do *roll-off* é de 0,5 e para valores inferiores, uma sobreposição dos símbolos vizinhos resultou em limitações lineares e não lineares significativas como Dispersão Cromática (*Chromatic Dispersion*, CD), Dispersão dos Modos de Polarização (*Polarization Mode Dispersion*, PMD), Modulação Cruzada de Fase (*Cross Phase Modulation*, XPM) e Mistura de Quatro Ondas (*Four Wave Mixing*, FWM).

Os efeitos não lineares XPM e FWM são dependentes do coeficiente de não linearidade da fibra, n_2 , definido a partir do fator gamma (γ) segundo a seguinte equação [94]:

$$n_2 = \frac{48\pi^2 X_{1111}}{n^2 c} \tag{3.1}$$

Onde:

 X_{1111} é o coeficiente de susceptibilidade não linear de terceira ordem.

n é o índice de refração da fibra.

c é a velocidade da luz em m/s.

A partir de n_2 é possível obter a equação de γ [95], que é dada por:

$$\gamma = \frac{2.\pi . n_2}{\lambda . A_{eff}} \tag{3.2}$$

Onde:

 n_2 representa o coeficiente não linear.

 A_{eff} é a área efetiva da fibra óptica.

 λ é o comprimento de onda.

O impacto deletério da XPM e FWM faz com que seja difícil aumentar a velocidade de transmissão (e portanto a eficiência espectral). Para superar este gargalo, foi desenvolvida uma técnica de transmissão usando um pulso de Nyquist onde o fator α é variado e seu efeito sobre a penalidade causada pela XPM e FWM foi avaliado [93]. A taxa de erro de bits (BER) foi medida após a transmissão de 525 km para diferentes valores de α , mostrando a relação entre α e BER, com a obtenção do valor mínimo da BER em $\alpha = 0.5$.

Neste trabalho[93] foram computados os coeficientes XPM e FWM, η_{XPM} e η_{FWM} respectivamente para vários valores de α , buscando determinar a influência de η_{XPM} e η_{FWM} e também o aumento de P_P/P_{AV} , devido à elevação do ganho das frequências mais altas contidas

no formato de pulso retangular, por causa do aumento de α .

De maneira sucinta, esse comportamento pode ser explicado pelo fato de que a sobreposição entre pulsos vizinhos diminui à medida que α aumenta, mas ao mesmo tempo a potência de pico de um pulso de Nyquist também aumenta sob uma potência média fixa[93]. Foi feita uma comparação do desempenho de transmissão para diferentes fatores de *roll-off* com pulso de Nyquist em transmissão WDM. O fator de *roll-off* ótimo naquela situação foi de 0,5. Valores menores de α são preferíveis em termos de maior tolerância CD e PMD, enquanto uma forte sobreposição entre símbolos vizinhos resulta em grandes limitações devidas a XPM e FWM. Por outro lado, valores maiores de α levam a uma potência de pico mais elevada e novamente aumentam a não linearidade.

Na tentativa de reproduzir esse efeito, foi montada uma configuração não de uma subportadora única, como foi proposto no trabalho citado, mas com as mesmas 21 subportadoras deste trabalho e L = 500 km. Para verificar a presença dos efeitos não lineares da fibra, foram feitas simulações com o algoritmo de compensação dos efeitos não lineares no DSP de forma a habilitar e desabilitar a compensação. Os resultados são apresentados na Figura 3.22.



Figura 3.22: BER vs. Roll-off com $\gamma \neq 0$ com e sem compensação de efeitos não lineares no DSP.

A aproximação das curvas com DSP habilitado e desabilitado demonstra que a presença de efeitos não lineares nas fibras (*Non-Linear Interference*, NLI) não é significativa ou não indica

a presença de efeitos não lineares muito fortes no experimento estudado. Além disso, a forma da curva indica um ponto ótimo de *roll-off* diferente do que foi utilizado (0,1), isto é, o fator de *roll-off* ótimo gira em torno de 0,25. Do ponto de vista do projeto da DSP tanto no transmissor quanto no receptor, este resultado implica em um ligeiro relaxamento em termos de número de *taps* do filtro FIR e dos algoritmos de compensação dos efeitos de propagação.

Em uma outra observação, com o aumento da potência lançada na fibra, espera-se que a presença dos efeitos não lineares também aumente e teoricamente o novo fator de *roll-off* ótimo tenda a ser deslocado para $\alpha > 0,25$.

Desse modo, com o aparecimento deste efeito influenciado pelo α na presença de γ , existe um balanço ou um compromisso que deve ser analisado para cada caso entre usar a compensação de NLI no DSP, que é significativa, e localizar o valor ótimo de α , na busca pela eficiência de banda, eficiência energética e flexibilidade do sistema. No exemplo acima, fixando $\alpha = 0,25$ entre os transmissores e receptores e desabilitando a compensação de NLI, uma comparação com o consumo do sistema poderá ser feita para tomar a decisão entre o sistema mais adequado, surgindo assim, mais uma estratégia para ajuste dos circuitos da DSP num transponder sintonizável.

3.9 Influência do roll-off sobre a eficiência energética

Para a avaliação da eficiência energética, um método promissor de geração de filtros FIR foi estudado [96]. Este trabalho teve como objetivo a comparação experimental de um Filtro FIR baseado em somadores e registradores de deslocamento, chamado de Aritmética Distribuida (*Distributed Arithmetic*, DA) com o filtro MAC, também usado nesta dissertação. Além da avaliação do consumo dos recursos entre os dois filtros, também foi comparado o consumo de energia das duas implementações, com variação no número de *taps* dos filtros que vai de 6 até 119 *taps*. A Figura 3.23 mostra o consumo de energia para os métodos DA e MAC (potência quiescente do circuito não foi incluída). A partir dos resultados, pode ser observado uma redução de até 50% no consumo de energia dinâmico.



Figura 3.23: Gráfico do consumo dos filtros FIR MAC e DA para diferentes taps.

Portanto, o consumo do filtro de Nyquist está diretamente relacionado com a quantidade de *taps* do projeto de um transmissor, e se o consumo dinâmico for uma definição prioritária no projeto, deve-ser buscar uma redução na quantidade de *taps* mas mantendo a mínima resolução para não degradar o desempenho do fator de *roll-off*. Para a avaliação do desempenho do fator de *roll-off*, foi criado um projeto de filtro de Nyquist com o auxílio da ferramenta de filtros do Matlab com os parâmetros detalhados na tabela 3.2.

Tabela 3.2: Especificações do filtro com frequência de corte normalizada w_p .

Parâmetro	
Tipo	cosseno levantado (RC)
Janela	Hamming
w_p	0,5
roll-off	0,1

Para encontrar uma relação entre a mínima quantidade de *taps* do filtro e o fator de *roll-off*, foi avaliada a resposta do filtro a partir do comportamento do lóbulo principal e a frequência rejeita-faixa normalizada w_s . O objetivo é observar o deslocamento de w_s com a variação da quantidade de *taps* do filtro. Mantendo o fator de *roll-off* com um valor baixo de 0,1 e variando a quantidade de *taps* entre 4 e 512, foram capturados os deslocamentos w_s . O resultado é apresentado na gráfico à esquerda na Figura 3.24. Pode ser observado que esse gráfico relaciona a quantidade de *taps* do filtro com a frequência normalizada w_s e há um esforço expressivo em manter a resolução mínima de α quando N > 100. O gráfico à direita é utilizado para caracterizar o fator de *roll-off* e a frequência normalizada w_s . Dessa forma, para se obter a quantidade de *taps* mínima para um desejado valor de α , basta relacionar as duas curvas onde *roll-off* é localizado por *N taps* e vice-versa.



Figura 3.24: Gráficos do número de Taps do filtro de Nyquist e fator de Roll-off pela frequência de rejeita-faixa w_s normalizada, dada em π rad/amostras.

Contudo, o balanço ou o compromisso citados anteriormente podem ser avaliados como uma figura de mérito entre fator de *roll-off*, mínima quantidade de *taps* e mínima potência requerida. Essa análise deverá ser feita com base nos critérios prioritários definidos no projeto para cada caso e o esforço da compensação de NLI no DSP, que é significativo, poderá até ser observado com o objetivo de ser aliviado, considerando uma contribuição prévia de α . A Figura 3.25 define o balanço entre os critérios avaliados como figura de mérito, sendo o consumo de potência dos filtros do tipo MAC baseado no levantamento de [96] e a quantidade mínima de *taps* em função do fator de *roll-off* obtida na Figura 3.24.

Na busca pela eficiência de banda, eficiência energética e flexibilidade do sistema, a variação do fator α representa uma maneira de se controlar o desempenho de sistemas N-WDM densos, podendo atenuar as penalidades devidas a NLI, como demonstrado em [93], bem como o consumo energético, como demonstrado neste trabalho.



Figura 3.25: Figura de mérito considerando *roll-off* (α), Número de taps do filtro e potência dinâmica do filtro.

Capítulo 4

Conclusões e Trabalhos Futuros

Foi feita uma revisão bibliográfica que iniciou com os fundamentos de transmissão óptica e evolução dos formatos de modulação digital, presentes nos sistemas coerentes com supercanais ópticos com alta SE. Os conceitos sobre formatação de pulsos foram explorados e definidos em dois grupos: a formatação probabilística e a formatação geométrica de pulsos, sendo que o foco deste trabalho é a formatação geométrica de pulsos.

Para a construção do filtro de Nyquist como formatador de pulsos, também chamado de pulsos de Nyquist, foi importante uma revisão sobre os fundamentos de filtros e transformadas de Fourier, para demonstração da convolução dos sinais com a função base *sinc* e comparação entre os espectros. A capacidade do canal foi abordada para direcionar a escolha do tipo de formato a utilizar. Nesta etapa foram estudadas curvas de BER e OSNR para vários formatos de modulação e o filtro de Nyquist onde os conceitos de fator de *roll-off* foram explorados, para o caso particular do filtro RRC.

Os circuitos eletrônicos utilizados no projeto foram citados como o FPGA, ADCs e DACs bem como os limites físicos alcançados nas placas de avaliação, pois formatos de modulação de altas ordens e espaçamento entre subportadoras próximos ao limite de Nyquist são necessários, com limitação severa pela eletrônica e pela degradação por ICI.

A simulação foi conduzida tendo como base dados experimentais obtidos a partir de um sistema PM-16QAM de 21x256 Gb/s, com avaliação teórica do efeito da variação do fator de

roll-off que vai de 0 até 1. Com base nas condições B2B e com fibras do experimento, o filtro de Nyquist foi simulado e, a partir dos resultados obtidos, demonstrou-se que desde que a BER esteja dentro do limite da FEC, tanto o impacto de ISI quanto o *crosstalk* podem ser atenuados e a formatação de pulso geométrica com variação de *roll-off* pode então permitir requisitos menos rigorosos para o projeto do filtro formatador no DSP.

Os impactos do comprimento do filtro e resolução ADC e DAC também foram avaliados, sendo que para o comprimento do filtro, a resposta ao pulso In1(x), se possuir um baixo número de *taps* (L = 4 por exemplo), causa uma diminuição no comprimento do filtro, podendo resultar em um comportamento não desejado na saída *Out*1. Portanto, mesmo ajustando o *roll-off* para um valor baixo como 0,1, o filtro não irá gerar a resposta necessária nesse caso. O tamanho do filtro só depende da quantidade de *taps* do mesmo, ou seja, os diferentes exemplos de fatores ótimos encontrados em $\alpha = 0,1 e 0,6$, possuem filtros com coeficientes FIR diferentes para cada um. Para o caso da resolução do ADC e DAC, mesmo que o filtro possua uma quantidade alta de *taps* (L = 255 por exemplo), uma baixa resolução do ADC ou DAC impactará na definição das amplitudes dos *overshoots*, principalmente nas regiões de menor amplitude como nos extremos do pulso. Essa troca deverá ser analisada primeiramente definido-se o fator de *roll-off* e então fazendo o balanço entre quantidade de *taps* e mínima resolução do ADC e DAC.

Também foi demonstrado que o ajuste de α torna possível estabelecer um compromisso entre alcance e eficiência espectral com consequências possíveis na operação do algoritmo de efeito não-linear, que é um tópico a ser investigado em trabalhos futuros. Com esta abordagem e com menos processamento no estágio do formatador, os circuitos de transponder sintonizáveis poderiam ser dedicados a outras funcionalidades. Um inconveniente da técnica proposta é o ajuste do α , mas como uma abordagem inicial, pode ser importante para simplificar o design do chip e reduzir seu consumo de energia.

De fato, como principal contribuição desta dissertação de mestrado, uma vez encontrada a relação entre a BER e o fator de *roll-off*, demonstrou-se ser possível determinar um fator de mérito que relaciona a resolução do filtro de Nyquist, em função do número de taps que ele emprega, o consumo de energia da DSP e, consequentemente, a BER. O compromisso assim

estabelecido entre o desempenho sistêmico, o consumo de energia e o fator de roll off representa a principal contribuição desta dissertação.

Referências Bibliográficas

- [1] Cisco Cooperation, "The Zettabyte Era: Trends and Analysis," White paper, 2015.
- [2] J. Leuthold, R. Schmogrow, D. Hillerkuss, C. Koos, and W. Freude, "Super channels based on Nyquist multiplexing," in *Opto-Electronics and Communications Conference (OECC)*, 2012 17th, pp. 30–32, July 2012.
- [3] A. Schmitt, "The Fast Approaching 100G Era," *Infonetics Research White Paper, Campbell, CA*,, Jul 2011.
- [4] D. Hillerkuss, R. Schmogrow, M. Meyer, S. Wolf, M. Jordan, P. Kleinow, N. Lindenmann, P. Schindler, A. Melikyan, X. Yang, S. Ben-Ezra, B. Nebendahl, M. Dreschmann, J. Meyer, F. Parmigiani, P. Petropoulos, B. Resan, A. Oehler, K. Weingarten, L. Altenhain, T. Ellermeyer, M. Moeller, M. Huebner, J. Becker, C. Koos, W. Freude, and J. Leuthold, "Single-laser 32.5 Tbit/s Nyquist WDM transmission," *Optical Communications and Networking, IEEE/OSA Journal of*, vol. 4, pp. 715–723, Oct 2012.
- [5] "IEEE 802.3 Higher Speed Study Group." http://grouper.ieee.org/groups/802/3/hssg/, 2015.
- [6] P. Winzer and G. Raybon, "100G Ethernet A Review of Serial Transport Options," in IEEE/LEOS Summer Topical Meetings, 2007 Digest of the, pp. 7–8, July 2007.
- [7] A. J. Lowery, L. Zhuang, B. Corcoran, C. Zhu, and Y. Xie, "Photonic Circuit Topologies for Optical OFDM and Nyquist WDM," *Journal of Lightwave Technology*, vol. 35, pp. 781–791, Feb 2017.

- [8] C. R. Fludger, E. Vercelli, G. Marenco, A. D. Torre, T. Duthel, and T. Kupfer, "1tb/s real-time 4x40gbaud dp-16qam superchannel using cfp2-aco pluggables over 625 km of standard fibre," in *Optical Fiber Communication Conference*, p. Th1B.3, Optical Society of America, 2016.
- [9] M. Mazurczyk, "Spectral Shaping in Long Haul Optical Coherent Systems With High Spectral Efficiency," *Journal of Lightwave Technology*, vol. 32, pp. 2915–2924, Aug 2014.
- [10] A. Udalcovs, R. Schatz, L. Wosinska, and P. Monti, "Analysis of Spectral and Energy Efficiency Tradeoff in Single-Line Rate WDM Links," *Journal of Lightwave Technology*, vol. 35, pp. 1847–1857, May 2017.
- [11] A. Chen, Broadband optical modulators science, technology, and applications. Boca Raton: CRC Press/Taylor & Francis Group, 2012.
- [12] ITU-T Recommendation G.692 Optical Interfaces for Multichannel Systems with Optical Amplifiers, 1998.
- [13] A. Tychopoulos, O. Koufopavlou, and I. Tomkos, "FEC in optical communications A tutorial overview on the evolution of architectures and the future prospects of outband and inband FEC for optical communications," *IEEE Circuits and Devices Magazine*, vol. 22, pp. 79–86, Nov 2006.
- [14] I. T. Union, ITU-T G-series Recommendations Supplement 39: Transmission Systems and Media, Digital Systems and Networks : Optical system design and engineering considerations. 02/2006.
- [15] J. Zhang, J. Yu, Z. Jia, and H.-C. Chien, "400 G Transmission of Super-Nyquist-Filtered Signal Based on Single-Carrier 110-GBaud PDM QPSK With 100-GHz Grid," *Lightwave Technology, Journal of*, vol. 32, pp. 3239–3246, Oct 2014.
- [16] S. Chandrasekhar and X. Liu, "Terabit superchannels for high spectral efficiency trans-

mission," in *Optical Communication (ECOC), 2010 36th European Conference and Exhibition on*, pp. 1–6, Sept 2010.

- [17] J. Zhang, J. Yu, Z. Dong, Z. Jia, H. Chien, Y. Cai, C. Ge, S. Shi, Y. Chen, H. Wang, and Y. Xia, "Transmission of 20 x00D7;440-Gb/s super-nyquist-filtered signals over 3600 km based on single-carrier 110-GBaud PDM QPSK with 100-GHz grid," in *Optical Fiber Communications Conference and Exhibition (OFC), 2014*, pp. 1–3, March 2014.
- [18] G. Raybon, A. Adamiecki, P. Winzer, C. Xie, A. Konczykowska, F. Jorge, J.-Y. Dupuy, L. Buhl, S. Chandrashekhar, S. Draving, M. Grove, and K. Rush, "Single-carrier 400G interface and 10-channel WDM transmission over 4,800 km using all-ETDM 107-Gbaud PDM-QPSK," in *Optical Fiber Communication Conference and Exposition and the National Fiber Optic Engineers Conference (OFC/NFOEC), 2013*, pp. 1–4, March 2013.
- [19] M. Sharif and J. Kahn, "Variable-Bandwidth Superchannels Using Synchronized Colorless Transceivers," *Lightwave Technology, Journal of*, vol. 32, pp. 1921–1929, May 2014.
- [20] C. Dorrer, W. A. Bittle, R. Cuffney, M. Spilatro, E. M. Hill, T. Z. Kosc, J. H. Kelly, and J. D. Zuegel, "Characterization and Optimization of an Eight-Channel Time-Multiplexed Pulse-Shaping System," *Journal of Lightwave Technology*, vol. 35, pp. 173–185, Jan 2017.
- [21] S. P. . Dúill and L. P. Barry, "Impact of Random Group Delay Ripple on the Cascadability of Wavelength Select Switches for Nyquist-Pulse-Shaped Signals," *Journal of Lightwave Technology*, vol. 34, pp. 4162–4168, Sept 2016.
- [22] S. Haykin, Sistemas De Comunicação. BOOKMAN GRUPO A, 2011.
- [23] R.-J. Essiambre, G. Foschini, P. Winzer, and G. Kramer, "Capacity Limits of Fiber-Optic Communication Systems," in *Optical Fiber Communication Conference and National Fiber Optic Engineers Conference*, p. OThL1, Optical Society of America, 2009.
- [24] R.-J. Essiambre, G. J. Foschini, G. Kramer, and P. J. Winzer, "Capacity Limits of Infor-

mation Transport in Fiber-Optic Networks," Phys. Rev. Lett., vol. 101, p. 163901, Oct 2008.

- [25] R. Essiambre, G. Kramer, P. Winzer, G. Foschini, and B. Goebel, "Capacity Limits of Optical Fiber Networks," *Lightwave Technology, Journal of*, vol. 28, pp. 662–701, Feb 2010.
- [26] X. Liu, S. Chandrasekhar, and P. J. Winzer, "Digital Signal Processing Techniques Enabling Multi-Tb/s Superchannel Transmission: An overview of recent advances in DSPenabled superchannels," *IEEE Signal Processing Magazine*, vol. 31, pp. 16–24, March 2014.
- [27] T. Hirooka, P. Ruan, P. Guan, and M. Nakazawa, "Highly dispersion-tolerant 160 Gbaud optical Nyquist pulse TDM transmission over 525 km," *Opt. Express*, vol. 20, pp. 15001– 15007, Jul 2012.
- [28] T. Hirooka and M. Nakazawa, "Linear and nonlinear propagation of optical Nyquist pulses in fibers," *Opt. Express*, vol. 20, pp. 19836–19849, Aug 2012.
- [29] G. Bosco, A. Carena, V. Curri, P. Poggiolini, and F. Forghieri, "Performance Limits of Nyquist-WDM and CO-OFDM in High-Speed PM-QPSK Systems," *Photonics Technology Letters, IEEE*, vol. 22, pp. 1129–1131, Aug 2010.
- [30] R. Schmogrow, D. Hillerkuss, S. Wolf, B. Bäuerle, M. Winter, P. Kleinow, B. Nebendahl, T. Dippon, P. C. Schindler, C. Koos, W. Freude, and J. Leuthold, "512QAM Nyquist sincpulse transmission at 54 Gbit/s in an optical bandwidth of 3 GHz," *Opt. Express*, vol. 20, pp. 6439–6447, Mar 2012.
- [31] Proakis, Digital Communications 5th Edition. McGraw Hill, 2007.
- [32] M. Nakazawa, T. Hirooka, P. Ruan, and P. Guan, "Ultrahigh-speed "orthogonal" TDM transmission with an optical Nyquist pulse train," *Opt. Express*, vol. 20, pp. 1129–1140, Jan 2012.

- [33] H. Nyquist, "Certain topics in telegraph transmission theory," *Proceedings of the IEEE*, vol. 90, no. 2, pp. 280–305, 2002.
- [34] R. Schmogrow, D. Hillerkuss, S. Wolf, B. Bäuerle, M. Winter, P. Kleinow, B. Nebendahl, T. Dippon, P. C. Schindler, C. Koos, W. Freude, and J. Leuthold, "512QAM Nyquist sincpulse transmission at 54 Gbit/s in an optical bandwidth of 3 GHz," *Opt. Express*, vol. 20, pp. 6439–6447, Mar 2012.
- [35] A. Vedadi, M. A. Shoaie, and C.-S. Brès, "Near-Nyquist optical pulse generation with fiber optical parametric amplification," *Opt. Express*, vol. 20, pp. B558–B565, Dec 2012.
- [36] M. A. Soto, M. Alem, M. A. Shoaie, A. Vedadi, C.-S. Brès, L. Thévenaz, and T. Schneider, "Optical sinc-shaped Nyquist pulses of exceptional quality," *Nature Communications*, vol. 4, dec 2013.
- [37] H. Zhang, H. G. Batshon, D. Foursa, M. Mazurczyk, J.-X. Cai, C. Davidson, A. Pilipetskii, G. Mohs, and N. Bergano, "30.58 Tb/s Transmission over 7, 230 km using PDM Half 4D-16QAM Coded Modulation with 6.1 b/s/Hz Spectral Efficiency," in *Optical Fiber Communication Conference/National Fiber Optic Engineers Conference 2013*, OSA, 2013.
- [38] E. Ip and J. M. Kahn, "Compensation of Dispersion and Nonlinear Impairments Using Digital Backpropagation," J. Lightwave Technol., vol. 26, pp. 3416–3425, oct 2008.
- [39] D. Mongardien, C. Bastide, B. Lavigne, S. Etienne, and H. Bissessur, "401 km unrepeatered transmission of dual-carrier 400 Gb/s PDM-16QAM mixed with 100 Gb/s channels," in *Optical Communication (ECOC 2013), 39th European Conference and Exhibition on*, pp. 1–3, Sept 2013.
- [40] T. Fehenberger, A. Alvarado, G. Böcherer, and N. Hanik, "On Probabilistic Shaping of Quadrature Amplitude Modulation for the Nonlinear Fiber Channel," *Journal of Lightwave Technology*, vol. 34, pp. 5063–5073, Nov 2016.

- [41] A. Shahpari, R. M. Ferreira, R. S. Luis, Z. Vujicic, F. P. Guiomar, J. D. Reis, and A. L. Teixeira, "Coherent Access: A Review," *Journal of Lightwave Technology*, vol. 35, pp. 1050– 1058, Feb 2017.
- [42] O. Geller, R. Dar, M. Feder, and M. Shtaif, "A Shaping Algorithm for Mitigating Inter-Channel Nonlinear Phase-Noise in Nonlinear Fiber Systems," *Journal of Lightwave Technology*, vol. 34, pp. 3884–3889, Aug 2016.
- [43] F. Buchali, G. Böcherer, W. Idler, L. Schmalen, P. Schulte, and F. Steiner, "Experimental demonstration of capacity increase and rate-adaptation by probabilistically shaped 64-QAM," in 2015 European Conference on Optical Communication (ECOC), pp. 1–3, Sept 2015.
- [44] F. Buchali, F. Steiner, G. Böcherer, L. Schmalen, P. Schulte, and W. Idler, "Rate Adaptation and Reach Increase by Probabilistically Shaped 64-QAM: An Experimental Demonstration," *Journal of Lightwave Technology*, vol. 34, pp. 1599–1609, April 2016.
- [45] P. Schulte and G. Böcherer, "Constant Composition Distribution Matching," *IEEE Transactions on Information Theory*, vol. 62, pp. 430–434, Jan 2016.
- [46] T. Fehenberger, D. Lavery, R. Maher, A. Alvarado, P. Bayvel, and N. Hanik, "Sensitivity Gains by Mismatched Probabilistic Shaping for Optical Communication Systems," *IEEE Photonics Technology Letters*, vol. 28, pp. 786–789, April 2016.
- [47] A. Guillén i Fàbregas, A. Martinez, and G. Caire, "Bit-Interleaved Coded Modulation," *Found. Trends Commun. Inf. Theory*, vol. 5, pp. 1–153, Jan. 2008.
- [48] P. Watts, R. Waegemans, M. Glick, P. Bayvel, and R. Killey, "An FPGA-Based Optical Transmitter Design Using Real-Time DSP for Advanced Signal Formats and Electronic Predistortion," *Lightwave Technology, Journal of*, vol. 25, pp. 3089–3099, Oct 2007.
- [49] A. Alonso, J. Sevillano, and I. Velez, "Parallel implementation of a sample rate conversion

and pulse-shaping filter for high speed backhauling networks," in *Design of Circuits and Integrated Circuits (DCIS), 2014 Conference on*, pp. 1–6, Nov 2014.

- [50] R. Schmogrow, M. Meyer, P. Schindler, B. Nebendahl, M. Dreschmann, J. Meyer, A. Josten, D. Hillerkuss, S. Ben-Ezra, J. Becker, C. Koos, W. Freude, and J. Leuthold, "Realtime Nyquist signaling with dynamic precision and flexible non-integer oversampling," *Opt. Express*, vol. 22, pp. 193–209, Jan 2014.
- [51] R. Ferreira, J. D. Reis, S. M. Rossi, S. B. Amado, A. Shahpari, N. G. Gonzalez, J. R. Oliveira, A. N. Pinto, and A. L. Teixeira, "Demonstration of Nyquist UDWDM-PON with Digital Signal Processing in Real-Time," in *Optical Fiber Communication Conference*, p. Th3I.4, Optical Society of America, 2015.
- [52] X. Zhou and J. Yu, "Digital signal processing for coherent optical communication," in *Wireless and Optical Communications Conference*, 2009. WOCC 2009. 18th Annual, pp. 1–5, May 2009.
- [53] R. Bracewell, *The Fourier Transform and Its Applications*. Electrical engineering series, McGraw Hill, 2000.
- [54] W. Shieh and I. Djordjevic, OFDM for Optical Communications. Elsevier Science, 2009.
- [55] G. Bosco, V. Curri, A. Carena, P. Poggiolini, and F. Forghieri, "On the Performance of Nyquist-WDM Terabit Superchannels Based on PM-BPSK, PM-QPSK, PM-8QAM or PM-16QAM Subcarriers," J. Lightwave Technol., vol. 29, pp. 53–61, Jan 2011.
- [56] "Digital Signal Processing Ben-Gurion University of the Negev." http://www.ee.bgu.ac.
 il/~dsp/, 2017.
- [57] E. P. Silva, L. H. H. Carvalho, R. Silva, J. P. K. Perin, M. L. Silva, P. P. G. Cardoso, and J. C. R. F. Oliveira, "Experimental optical generation of DP-16QAM modulation format for high spectral efficiency optical transmission," *Journal of Microwaves, Optoelectronics and Electromagnetic Applications*, vol. 12, pp. 547 – 554, 12 2013.

- [58] M. Yan, Z. Tao, W. Yan, L. Li, T. Hoshida, and J. Rasmussen, "Experimental comparison of no-guard-interval-OFDM and Nyquist-WDM superchannels," in *Optical Fiber Communication Conference and Exposition (OFC/NFOEC), 2012 and the National Fiber Optic Engineers Conference*, pp. 1–3, March 2012.
- [59] M. Sjödin, P. Johannisson, H. Wymeersch, P. A. Andrekson, and M. Karlsson, "Comparison of polarization-switched QPSK and polarization-multiplexed QPSK at 30 Gbit/s," *Opt. Express*, vol. 19, pp. 7839–7846, Apr 2011.
- [60] G. P. Agrawal, Fiber-Optic Communication Systems, 3a ed., New York. Wiley, 2002.
- [61] L. Technologies, "Forward Error Correction (FEC) techniques for optical communications." http://grouper.ieee.org/groups/802/3/10G_study/public/july99/azadet_1_ 0799.pdf, 2015.
- [62] W. O. N. Solutions. *http://www.telecomvideos.com/article_read.php?a=20*, 2015.
- [63] M. Salsi, C. Koebele, P. Tran, H. Mardoyan, E. Dutisseuil, J. Renaudier, M. Bigot-Astruc, L. Provost, S. Richard, P. Sillard, S. Bigo, and G. Charlet, "Transmission of 96x100Gb/s with 23using optical spectral engineering," in *Optical Fiber Communication Conference and Exposition (OFC/NFOEC), 2011 and the National Fiber Optic Engineers Conference*, pp. 1–3, March 2011.
- [64] P. Winzer, "Beyond 100G Ethernet," *Communications Magazine, IEEE*, vol. 48, pp. 26–30, July 2010.
- [65] D. van den Borne, V. Sleiffer, M. Alfiad, and S. Jansen, "Towards 400G and beyond: How to design the next generation of ultra-high capacity transmission systems," in *Opto-Electronics and Communications Conference (OECC), 2011 16th*, pp. 429–432, July 2011.
- [66] M. Salsi, R. Rios-Muller, J. Renaudier, P. Tran, L. Schmalen, A. Ghazisaeidi, H. Mardoyan, P. Brindel, G. Charlet, and S. Bigo, "38.75 Tb/s transmission experiment over tran-

soceanic distance," in *Optical Communication (ECOC 2013), 39th European Conference and Exhibition on*, pp. 1–3, Sept 2013.

- [67] F. Ronald, "Multi-Level Modulation for High-Capacity WDM-Systems," (ECOC), 2012
 38th European Conference and Exhibition on Optical Communications, 2012.
- [68] R. Rios-Muller, J. Renaudier, P. Brindel, C. Simonneau, P. Tran, A. Ghazisaeidi, I. Fernandez, L. Schmalen, and G. Charlet, "Optimized spectrally efficient transceiver for 400-Gb/s single carrier transport," in *Optical Communication (ECOC), 2014 European Conference on*, pp. 1–3, Sept 2014.
- [69] R. Rios-Muller, J. Renaudier, P. Brindel, A. Ghazisaeidi, I. Fernandez, P. Tran, C. Simonneau, L. Schmalen, and G. Charlet, "Spectrally-Efficient 400-Gb/s Single Carrier Transport Over 7 200 km," *Lightwave Technology, Journal of*, vol. 33, pp. 1402–1407, April 2015.
- [70] M. Yan, Z. Tao, W. Yan, L. Li, T. Hoshida, and J. C. Rasmussen, "Experimental Comparison of No-Guard-Interval-OFDM and Nyquist-WDM Superchannels," in *Optical Fiber Communication Conference*, p. OTh1B.2, Optical Society of America, 2012.
- [71] R. Maher, M. Sato, T. Xu, L. Galdino, S. Kilmurray, S. Savory, B. Thomsen, R. Killey, and P. Bayvel, "Digital pulse shaping to mitigate linear crosstalk in Nyquist-spaced 16QAM WDM transmission systems," in 2014 OptoElectronics and Communication Conference and Australian Conference on Optical Fibre Technology, pp. 76–78, July 2014.
- [72] R. Killey, M. Sezer Erkilinc, R. Maher, M. Paskov, S. Kilmurray, R. Bouziane, B. Thomsen, S. Savory, and P. Bayvel, "Nyquist-WDM-based system performance evaluation," in *Transparent Optical Networks (ICTON), 2013 15th International Conference on*, pp. 1–4, June 2013.
- [73] R. Freund, M. Nolle, C. Schmidt-Langhorst, R. Ludwig, C. Schubert, G. Bosco, A. Carena, P. Poggiolini, L. Oxenløwe, M. Galili, H. Mulvad, M. Winter, D. Hillerkuss, R. Schmogrow, W. Freude, J. Leuthold, A. Ellis, F. Gunning, J. Zhao, P. Frascella, S. Ibrahim,

and N. Suibhne, "Single- and multi-carrier techniques to build up Tb/s per channel transmission systems," in *Transparent Optical Networks (ICTON)*, 2010 12th International Conference on, pp. 1–7, June 2010.

- [74] N. LaSorte, W. Barnes, and H. Refai, "The History of Orthogonal Frequency Division Multiplexing," in *Global Telecommunications Conference*, 2008. IEEE GLOBECOM 2008. IEEE, pp. 1–5, Nov 2008.
- [75] A. C. B. Luis Henrique Hecker De Carvalho, "Avaliação experimental da transmissão óptica em altas taxas de supercanais com diferentes técnicas de multiplexação de subportadoras," 2014.
- [76] A. Sano, E. Yamada, H. Masuda, E. Yamazaki, T. Kobayashi, E. Yoshida, Y. Miyamoto,
 R. Kudo, K. Ishihara, and Y. Takatori, "No-Guard-Interval Coherent Optical OFDM for 100-Gb/s Long-Haul WDM Transmission," *Lightwave Technology, Journal of*, vol. 27, pp. 3705–3713, Aug 2009.
- [77] K. Christodoulopoulos, M. Angelou, D. Klonidis, P. Zakynthinos, E. Varvarigos, and
 I. Tomkos, "Value analysis methodology for flexible optical networks," in 2011 37th European Conference and Exhibition on Optical Communication, pp. 1–3, Sept 2011.
- [78] L. H. H. Carvalho, C. Floridia, C. Franciscangelis, V. E. Parahyba, E. P. Silva, N. G. Gonzalez, and J. C. R. F. Oliveira, "WDM transmission of 3;1.12-Tb/s PDM-16QAM superchannels with 6.5-b/s/Hz in a 162.5-GHz flexible-grid using only optical spectral shaping," in *OFC 2014*, pp. 1–3, March 2014.
- [79] G. Gavioli, E. Torrengo, G. Bosco, A. Carena, V. Curri, V. Miot, P. Poggiolini, M. Belmonte, F. Forghieri, C. Muzio, S. Piciaccia, A. Brinciotti, A. La Porta, C. Lezzi, S. Savory, and S. Abrate, "Investigation of the impact of ultra-narrow carrier spacing on the transmission of a 10-carrier 1Tb/s superchannel," in *Optical Fiber Communication (OFC), collocated National Fiber Optic Engineers Conference, 2010 Conference on (OFC/NFOEC),* pp. 1–3, March 2010.

- [80] U. Meyer-Baese, Digital Signal Processing with Field Programmable Gate Arrays. Springer Publishing Company, Incorporated, 3rd ed., 2007.
- [81] J. G. Proakis and D. K. Manolakis, *Digital Signal Processing (4th Edition)*. Upper Saddle River, NJ, USA: Prentice-Hall, Inc., 2006.
- [82] I. Xilinx, "Xilinx Field Programmable Gate Array (FPGA)," 2015.
- [83] Altera, "Optical Transport Solutions." *https://www.altera.com/solutions/industry/wireline/applications/transmission/wil-optical-transport-network.html*, 2015.
- [84] Altera, "OTN Family: 400G Transponder, Muxponder and TPO516." https://www.altera.com/solutions/industry/wireline/applications/transmission/ wil-optical-transport-network.html, 2015.
- [85] "Optical Innovation Erases Bandwidth Limits." https://www.altera.com/about/company/ history/about-optical-interconnects.html, 2017.
- [86] J. Fickers, A. Ghazisaeidi, M. Salsi, G. Charlet, F. Horlin, P. Emplit, and S. Bigo, "Design rules for pulse shaping in PDM-QPSK and PDM-16QAM Nyquist-WDM coherent optical transmission systems," in *Optical Communications (ECOC)*, 2012 38th European Conference and Exhibition on, pp. 1–3, Sept 2012.
- [87] A. Khilo, S. J. Spector, M. E. Grein, A. H. Nejadmalayeri, C. W. Holzwarth, M. Y. Sander, M. S. Dahlem, M. Y. Peng, M. W. Geis, N. A. DiLello, J. U. Yoon, A. Motamedi, J. S. Orcutt, J. P. Wang, C. M. Sorace-Agaskar, M. A. Popović, J. Sun, G.-R. Zhou, H. Byun, J. Chen, J. L. Hoyt, H. I. Smith, R. J. Ram, M. Perrott, T. M. Lyszczarz, E. P. Ippen, and F. X. Kärtner, "Photonic ADC: overcoming the bottleneck of electronic jitter," *Opt. Express*, vol. 20, pp. 4454–4469, Feb 2012.
- [88] J. D. Reis, A. Shahpari, R. Ferreira, D. M. Neves, M. Lima, and A. L. Teixeira, "Performance optimization of nyquist signaling for spectrally efficient optical access

networks [Invited]," *IEEE/OSA Journal of Optical Communications and Networking*, vol. 7, pp. A200–A208, February 2015.

- [89] CPqD, "Centro de Pesquisa e Desenvolvimento em Telecomunicações." https://www. cpqd.com, 2016.
- [90] J. D. Reis, A. Chiuchiarelli, S. M. Rossi, G. J. Suzigan, S. M. Ranzini, V. N. Rozental, E. S. Rosa, V. R. S. Cruz, L. H. H. Carvalho, J. C. R. F. Oliveira, and J. R. F. Oliveira, "System validation of polymer-based transmitter optical sub-assembly for 100G/200G modules," in 2016 Optical Fiber Communications Conference and Exhibition (OFC), pp. 1–3, March 2016.
- [91] "Spectral grids for WDM applications: DWDM frequency grid," *International Telecommunication Union Std. ITU-T G.694.1*, 2012.
- [92] O. Forum, "Technology options for 400G implementation." http://www.oiforum.com/ wp-content/uploads/OIF-Tech-Options-400G\T1\textendash01.0.pdf, 2015.
- [93] K. Harako, D. Suzuki, T. Hirooka, and M. Nakazawa, "Roll-off factor dependence of system performance in 1.28 Tbit/s/ch-525 km Nyquist pulse transmission," in 2016 21st OptoElectronics and Communications Conference (OECC) held jointly with 2016 International Conference on Photonics in Switching (PS), pp. 1–3, July 2016.
- [94] I. Optiwave Systems, "Validation of FWM Effect." https://optiwave.com/resources/ applications-resources/optical-system-validation-of-fwm-effect, 2017.
- [95] I. Optiwave Systems, "Value of Nonlinear coefficient." https://optiwave.com/forums/ topic/value-of-nonlinear-coefficient, 2017.
- [96] S. Mirzaei, A. Hosangadi, and R. Kastner, "FPGA Implementation of High Speed FIR Filters Using Add and Shift Method," in 2006 International Conference on Computer Design, pp. 308–313, Oct 2006.

Apêndice A

Equações

A equação A.1 representa o formato de pulso Nyquist, filtro de Nyquist ou raiz quadrada de cosseno levantado.

$$sinc(t) = \frac{sin(\pi t)}{(\pi t)}$$
 (A.1)

A equação A.2 representa uma janela retangular de comprimento τ centrada em t = 0.

$$\prod \left(\frac{t}{\tau}\right) \tag{A.2}$$

A equação A.3 pode ser utilizada para calcular os coeficientes do filtro FIR do projeto.

$$w_{lpf}(n) = \begin{cases} \frac{\sin[2\pi(n-\frac{M}{2})]}{\pi(n-\frac{M}{2})} & n \neq \frac{M}{2} \\ 2f_t & n = \frac{M}{2} \end{cases}$$
(A.3)

Sendo M = taps - 1 onde taps é o comprimento do filtro.





Figura A.2: Esquema da Paleta Principal do simulador com 21 subportadoras.

Apêndice B

Código VHDL

Neste apêndice esta o código utilizado para implementar o filtro FIR de 21 taps.

```
-- Quartus II VHDL Template
-- Independent multiply
-- For use with the 28-nm, 20-nm and later device families
-- This template is applicable to 9x9, 18x18, 27x27, 36x18, 36x36 modes on Stratix-V
-- This template is applicable to 9x9, 18x19(signed), 27x27 modes on Arria-V and Cyclone-V
-- This template is applicable to 18x19(signed), 27x27 modes on Arria-10
library ieee;
library ieee_proposed;
use ieee.std_logic_1164.all;
use ieee.numeric_std.all;
use ieee_proposed.float_pkg.all;
entity floating is
  port
  (
        -- each multiplier can be signed or unsigned
        -- for mixed-sign multiplication, refer to mixed-sign template
        clk : in std_logic;
    input : in real range -1.0 to 1.0;
        : in real range 0.0 to 15.0;
    а
       : in real range 0.0 to 15.0;
    b
      : out real range 0.0 to 15.0;
    Х
      : out real range 0.0 to 15.0;
    V
```

```
qdiv : out std_logic;
qtotal : out real range -100.0 to 100.0
);
```

end entity;

architecture rtl of floating is

begin

x <= a + b; y <= a * b;

```
process (clk)
```

```
variable cnt : integer range 0 to 20;
variable vqdiv : std_logic;
type t_coeff is array (0 to 20) of real range -1.0 to 1.0;
type t_z is array (0 to 21) of real range -1.0 to 1.0;
variable total : real range -100.0 to 100.0 := 0.0;
```

```
variable v_coeff : t_coeff;
variable v_tz : t_z;
```

```
begin
```

```
if rising_edge(clk) then
```

```
v_coeff(0) := 0.030273;
v_coeff(1) := 0.015059;
v_coeff(2) := -0.033595;
v_coeff(3) := -0.028985;
v_coeff(4) := 0.036316;
v_coeff(5) := 0.051504;
v_coeff(6) := -0.038337;
v_coeff(7) := -0.098652;
v_coeff(8) := 0.039580;
v_coeff(9) := 0.315800;
```

```
v_coeff(11) := 0.315800;
v_coeff(12) := 0.039580;
v_coeff(13) := -0.098652;
v_coeff(14) := -0.038337;
v_coeff(15) := 0.051504;
v_coeff(16) := 0.036316;
v_coeff(17) := -0.028985;
v_coeff(18) := -0.033595;
v_coeff(19) := 0.015059;
v_coeff(20) := 0.030273;
```

```
for k in 21 downto 1 loop
```

```
v_tz(k) := v_tz(k-1);
end loop;
v_tz(0) := input;
```

total := v_coeff(0);
for k in 1 to 20 loop
 total := total + (v_coeff(k) * v_tz(k));
end loop;
qtotal <= total;</pre>

end if;

```
-- implement the denominator of the division based on the input
-- If base greater than two, implement an generic divider by n
if cnt < ((20 / 2) - 1) then
-- Reset the counter
vqdiv := '0';
elsif cnt >= ((20 / 2) - 1) then
-- Set the output counter
vqdiv := '1';
end if;
-- Increment the counter
cnt := cnt + 1;
-- Reset the counter if it reaches maximum
if cnt >= ((20 - 1)) then
cnt := 0;
```

110

end if;

qdiv <= vqdiv;

end process;

end rtl;