



UNIVERSIDADE ESTADUAL DE CAMPINAS
Faculdade de Engenharia Elétrica e de Computação

Victor Emanuel Saraiva Parahyba

**ANÁLISE DE MÉTODOS DE
COMPENSAÇÃO DE EFEITOS NÃO
LINEARES EM SISTEMAS DE
TRANSMISSÃO ÓPTICA DE ALTA
CAPACIDADE**

**ANALYSIS OF NONLINEAR EFFECTS
COMPENSATION METHODS FOR HIGH
CAPACITY TRANSMISSION OPTICAL
SYSTEMS**

Campinas

2016

Victor Emanuel Saraiva Parahyba

ANÁLISE DE MÉTODOS DE COMPENSAÇÃO DE EFEITOS NÃO LINEARES EM SISTEMAS DE TRANSMISSÃO ÓPTICA DE ALTA CAPACIDADE

Dissertação apresentada à Faculdade de Engenharia Elétrica e de Computação da Universidade Estadual de Campinas como parte dos requisitos exigidos para a obtenção do título de Mestre em Engenharia Elétrica, na Área de Telecomunicações e Telemática.

Orientador: Prof. Dr. João Marcos Travassos Romano

Este exemplar corresponde à versão final da tese defendida pelo aluno Victor Emanuel Saraiva Parahyba, e orientada pelo Prof. Dr. João Marcos Travassos Romano

Campinas

2016

Agência(s) de fomento e nº(s) de processo(s): Não se aplica.

Ficha catalográfica
Universidade Estadual de Campinas
Biblioteca da Área de Engenharia e Arquitetura
Luciana Pietrosanto Milla - CRB 8/8129

P212a Parahyba, Victor Emanuel Saraiva, 1988-
Análise de métodos de compensação de efeitos não lineares em sistemas de transmissão óptica de alta capacidade / Victor Emanuel Saraiva Parahyba. – Campinas, SP : [s.n.], 2016.

Orientador: João Marcos Travassos Romano.
Dissertação (mestrado) – Universidade Estadual de Campinas, Faculdade de Engenharia Elétrica e de Computação.

1. Processamento digital de sinais. 2. Sistemas não lineares. I. Romano, João Marcos Travassos, 1960-. II. Universidade Estadual de Campinas. Faculdade de Engenharia Elétrica e de Computação. III. Título.

Informações para Biblioteca Digital

Título em outro idioma: Analysis of nonlinear effects compensation methods for high capacity transmission optical systems

Palavras-chave em inglês:

Digital signal processing

Nonlinear systems

Área de concentração: Telecomunicações e Telemática

Titulação: Mestre em Engenharia Elétrica

Banca examinadora:

João Marcos Travassos Romano [Orientador]

Gustavo Fraidenraich

Valery Nobl Rozental

Data de defesa: 29-04-2016

Programa de Pós-Graduação: Engenharia Elétrica

COMISSÃO JULGADORA - DISSERTAÇÃO DE MESTRADO

Candidato: Victor Emanuel Saraiva Parahyba RA: 064918

Data da Defesa: 29 de abril de 2016

Título da Tese: "ANÁLISE DE MÉTODOS DE COMPENSAÇÃO DE EFEITOS NÃO LINEARES EM SISTEMAS DE TRANSMISSÃO ÓPTICA DE ALTA CAPACIDADE".

Prof. Dr. João Marcos Travassos Romano (Presidente, FEEC/UNICAMP)

Dr. Valery Nobl Rozental (CPqD)

Prof. Dr. Gustavo Fraidenraich (FEEC/UNICAMP)

A ata de defesa, com as respectivas assinaturas dos membros da Comissão Julgadora, encontra-se no processo de vida acadêmica do aluno.

Dedico este trabalho aos meus pais e irmãos pelo incentivo dado em todos os grandes e pequenos projetos da minha vida.

“A persistência é o caminho do êxito.”
(Charles Chaplin)

Agradecimentos

Agradeço ao Prof. Dr. João Marcos Travassos Romano pela orientação durante esse trabalho, cuja experiência e conhecimentos serviram de guia para a realização deste estudo.

Agradeço aos colegas e ex-colegas do grupo de processamento digitais de sinais do CPqD, Vitor Ribeiro, Júlio Diniz, Eduardo Rosa, Stenio Ranzini, Glauco Simões e André Nunes, que auxiliaram no desenvolvimento de alguns dos algoritmos apresentados neste trabalho.

Agradeço também aos colegas e ex-colegas que trabalharam no Laboratório de Sistemas Ópticos Reconfiguráveis (LASOR), Carolina Franciscangelis, Edson da Silva, Luis Carvalho, Andrea Chiuchiarelli e Sandro Rossi, que auxiliaram na realização dos experimentos laboratoriais que enriquecem a qualidade deste trabalho.

Agradeço aos outros colegas do CPqD, Júlio de Oliveira, Juliano de Oliveira, Anderson Bravalheri, João Januário, Uiara Moura, Lucas Franz, Eduardo Schneider, Tomáz Vilela, por compartilharem comigo seus conhecimentos sobre transmissão óptica, processamento de sinais e *design* de circuitos integrados, dentre outros, ao longo do tempo do meu mestrado.

Agradeço, por fim, à UNICAMP/FEEC, ao CPqD e ao FUNTTEL pelo apoio estrutural e financeiro.

Resumo

A evolução dos sistemas ópticos coerentes permitiu a utilização de formatos de modulação que carregam informação através da fase, amplitude e polarização do sinal óptico. Ao mesmo tempo, o desenvolvimento da eletrônica permite que esses sinais, agora disponíveis no domínio digital, possam ser tratados por algoritmos de processamento de forma a compensar os principais efeitos responsáveis por deteriorar o sinal ao longo do enlace de transmissão.

Dentre as distorções tratadas estão a dispersão cromática e a dispersão de modo de polarização, cujas compensações são vitais para sistemas acima de 40 Gb/s. A sincronia temporal e a recuperação de portadora também é realizada no domínio digital, tornando desnecessário o controle temporal dos lasers utilizados na transmissão e recepção, barateando os custos e propiciando a disseminação de sistemas com taxas mais elevadas. O próximo obstáculo na obtenção de maiores capacidades se torna então a compensação dos chamados efeitos não lineares da fibra óptica.

Nesta dissertação, os conceitos de transmissão coerente digital e os principais algoritmos para a recepção e recuperação de sinal são apresentados. A partir daí, discutimos as origens e consequências dos efeitos não lineares que deterioram o sinal transmitido e impedem a elevação da potência de lançamento na fibra óptica. Duas soluções para o problema são apresentadas e discutidas: o algoritmo de Retropropagação Digital (DBP) e o estimador de sequência de máxima verossimilhança (MLSE), além de variações que possam melhorar o seu desempenho.

Os resultados de simulações e experimentos são apresentados e demonstram a eficácia dos métodos discutidos. Em uma transmissão experimental DP-16QAM com taxa de 224 Gb/s foi possível perceber um ganho em distância de mais de duas vezes com a utilização do DBP, em comparação com a equalização puramente linear, enquanto que a combinação dos dois métodos proporcional quase três vezes o alcance original. Por fim, realizamos um estudo da complexidade do algoritmo DBP em termos de multiplicações complexas e uma estimativa de ocupação de área em *chip* que o módulo de compensação de não linearidade teria. Os resultados mostram a importância que a compensação de não linearidades terá em sistemas ópticos de altas taxas no futuro e o grande desafio nessa área de estudo que é a redução da complexidade das soluções.

Palavras-chaves: transmissão óptica coerente; processamento digital de sinais; efeitos não lineares em transmissão óptica.

Abstract

The evolution of coherent optical systems allowed the use of advanced modulation formats that carry information through the phase, amplitude and polarization of the optical signal. At the same time, the development of electronics enabled these signals, now available in the digital domain, to be treated with digital processing algorithms so the main effects responsible for deteriorating the signal along the transmission link would be compensated.

Among those distortions chromatic dispersion and polarization mode dispersion, whose compensation is vital for systems above 40 Gb/s. Time synchronization and carrier recovery are also performed in the digital domain, making it unnecessary to make a strict control of the lasers used in the transmission and reception, cheapening the costs and allowing the spread of systems with higher rates. The next hurdle in getting higher capacity then becomes the compensation of so-called non-linear effects of the optical fiber.

In this work, the concepts of digital coherent transmission and the main algorithms for signal reception and recovery are presented. Thereafter, we discussed the origins and consequences of non-linear effects which degrade the transmitted signal and prevent the increase of the launch power into the optical fiber. Two solutions to the problem are presented and discussed: the Digital Backpropagation algorithm (DBP) and the Maximum Likelihood Sequence Estimator (MLSE), and some variations that can improve their performance.

The results of simulations and experiments are shown, and demonstrate the effectiveness of the methods discussed. In an experimental transmission DP-16QAM with a rate of 224 Gb/s is possible to double the achieved distance, when DBP is used, in comparison with pure linear equalization, while the combination of DBP and MLSE provides almost three times the original range. Finally, we conducted a study of the complexity of the DBP algorithm in terms of complex multiplications and the chip area which a DBP module would have is estimated. The results show the importance that non-linearities compensation will have in future systems and the major challenge in this area which is to reduce the complexity of the solutions.

Keywords: coherent optical transmission; digital signal processing; nonlinear effects in optical transmission.

Lista de ilustrações

Figura 1 – Componentes de um sistema de comunicações.	22
Figura 2 – Modulador Óptico de Fase	25
Figura 3 – Modulador de Mach-Zehnder	26
Figura 4 – MZM operando em modulação de intensidade (a); e em modulação de fase (b)	27
Figura 5 – Modulador em fase e quadratura - IQM	28
Figura 6 – Formatos de modulação - (a) OOK; (b) BPSK; (c) QPSK; (d) 16QAM	28
Figura 7 – Princípio da detecção coerente	29
Figura 8 – Receptor com híbrida 90°	31
Figura 9 – Receptor coerente com diversidade de polarização	32
Figura 10 – Efeito da Dispersão Cromática num pulso óptico propagante na fibra	34
Figura 11 – Algoritmos de Equalização Linear	37
Figura 12 – Resultado do Procedimento de Ortonormalização: (a) sinal recebido com desvio de 10° ; (b) sinal após o bloco de Ortonormalização	39
Figura 13 – Desvio de frequência para um sinal sem ruído: (a) QPSK; (b) 16QAM	41
Figura 14 – Procedimento de Superposição e Soma	44
Figura 15 – Algoritmo de Gardner Modificado	46
Figura 16 – Erros em instantes de amostragem. (a) correto; (b) atrasado; (c) adiantado	46
Figura 17 – Diagrama Funcional do CMA	51
Figura 18 – Níveis dos Símbolos: (a) QPSK; (b) 16QAM	51
Figura 19 – Regiões de decisão 16QAM	52
Figura 20 – Diagrama Funcional do RDE	53
Figura 21 – Regiões de Decisão para o DD-LMS: (a) QPSK; (b) 16QAM	53
Figura 22 – Diagrama Funcional do DD-LMS	55
Figura 23 – Relação entre o Estimador e o Corretor Fino de Desvio de Frequência	56
Figura 24 – Efeito da m-ésima potencia em (a) QPSK; (b) 16QAM	56
Figura 25 – Diagrama de Blocos do BPS	58
Figura 26 – Exemplo de Teste de Fases	58
Figura 27 – Esquemática de cada célula de teste de fase	59
Figura 28 – Constelações Equalizadas após processamento com o conjunto de algoritmos de DSP (a) QPSK; (b) 16QAM	59
Figura 29 – Rotação Não Linear Acumulativa devido à SPM	62
Figura 30 – Estágio de Equalização do DBP, incluindo o trecho linear e não linear	69
Figura 31 – Exemplo do procedimento de decisão do Algoritmo de Viterbi para um caso de quatro possíveis estágios	71

Figura 32 – Esquemático de Simulação para DP-QPSK	73
Figura 33 – Comparação da máxima distância alcançada utilizando cada método de equalização para simulação DP-QPSK 112 Gb/s	74
Figura 34 – Comparação da qualidade de constelação para múltiplos passos de DBP por enlace	75
Figura 35 – Comparação da máxima distância alcançada utilizando cada método de equalização para simulação PDM-16QAM 224 Gb/s	76
Figura 36 – Esquemático de transmissão experimental DP-16QAM 224 Gb/s: (A) Transmissor, (B) Receptor Coerente, (C) Constelação Recebida em <i>back-to-back</i> para cada polarização	78
Figura 37 – Comparação de BER variando-se a potência de lançamento para uma distância fixa de 430 km: equalização linear (vermelho); e algoritmo de DBP (azul)	78
Figura 38 – Comparação de BER variando-se a distância para uma potência de lançamento fixa de 3 dBm: equalização linear (vermelho); e algoritmo de DBP (azul)	79
Figura 39 – Constelação equalizada de uma transmissão experimental DP-16QAM com uma potência de lançamento de +3dBm (a) Equalização Linear, (b) DBP	80
Figura 40 – Esquemático de transmissão experimental DP-QPSK 112 Gb/s WDM de 32 canais	81
Figura 41 – Comparação da variação de BER com distância para diferentes métodos de equalização, numa transmissão experimental WDM DP-QPSK . . .	82
Figura 42 – Área do Chip de cada bloco de Equalização DBP	84
Figura 43 – Comparação da máxima distância alcançada utilizando cada método de equalização, acrescentando-se MLSE, para simulação DP-QPSK 112 Gb/s	86
Figura 44 – Comparação de BER utilizando os três métodos para um sistema experimental DP-16QAM 224 Gb/s com potência de lançamento variável para uma distância fixa de 720 km de transmissão	86
Figura 45 – Comparação de BER variando-se a distância para uma potência de lançamento fixa de 3 dBm: equalização linear (azul); algoritmo de DBP (preto); MLSE (vermelho) e combinação dos dois últimos (verde) . . .	87

Lista de tabelas

Tabela 1 – Redução da Complexidade com a utilização do Algoritmo de Retropropagação Digital Correlacionado	77
--	----

Lista de Acrônimos e Abreviações

- ADC - Conversor analógico-digital (*analog-to-digital converter*)
- ASE - Emissão Espontânea Amplificada (*amplified spontaneous emission*)
- ASIC - Circuito integrado de aplicação específica (*application specific integrated circuits*)
- BER - Taxa de Erro de Bit (*bit error rate*)
- BPS - Procura Cega de Fase (*blind phase search*)
- BPSK - Modulação Binária de Fase (*binary phase shift keying*)
- CBP - Algoritmo de Retropropagação Correlacionado (*correlated back propagation*)
- CD - Dispersão cromática (*chromatic dispersion*)
- CMA - Algoritmo de Módulo Constante (*constant modulus algorithm*)
- CMOS - Semicondutor metal-óxido complementar (*complementary metal-oxide-semiconductor*)
- CW - Onda Contínua (*continuous wave*)
- DA - Auxiliado por Dados (*data aided*)
- DAC - Conversor digital-analógico (*digital-to-analog converter*)
- DBP - Algoritmo de Retropropagação Digital (*digital back-propagation*)
- DCF - Fibra Compensadora de Dispersão (*dispersion compensating fiber*)
- DD-LMS - Algoritmo de Mínima Média Quadrática Direcionado à Decisão (*Decision Directed Least Mean Square*)
- DFB - Laser de Realimentação Distribuída (*distributed feedback*)
- DGD - Atraso de Grupo Diferencial (*differential group delay*)
- DSP - Processamento digital de sinal (*digital signal processing*)
- EDFA - Amplificador à fibra dopada com érbio (*erbium doped fiber amplifier*)
- FEC - Código Corretor de Erros (*forward error correction*)
- FFT - Transformada Rápida de Fourier (*fast fourier transformer*)
- FIR - Resposta Impulsiva Finita (*finite impulse response*)

FWM - Mistura de quatro ondas (*four-wave mixing*)

IFFT - Transformada Rápida de Fourier Inversa (*inverse fast fourier transformer*)

IQM - Modulador de Fase e Quadratura (*in-phase and quadrature modulator*)

ISI - Interferência Inter Simbólica (*inter symbol interference*)

IXPM - Modulação Cruzada de Fase Intracanal (*inta-channel cross phase modulation*)

LO - Oscilador Local (*local oscillator*)

MIMO - Múltiplas Entradas Múltiplas Saídas (*Multiple Input Multiple Output*)

MLSE - Estimadores de Sequencia de Máxima Verossimilhança (*maximum likelihood sequence estimators*)

MSE - Erro Quadrático Médio (*mean square error*)

MZM - Modulador de Mach-Zehnder (*mach-zehnder modulator*)

NDA - Não Auxiliado por Dados (*non data aided*)

NLSE - Equação Não Linear de Schrödinger (*nonlinear Schrödinger equation*)

NLT - Limite de Não Linearidade (*nonlinear threshold*)

OOK - Chaveamento liga-desliga (*on-off keying*)

OPLL - Malha de Captura de Fase Óptica (*optical phase locked loop*)

OSNR - Relação Sinal-Ruído Óptica (*optical signal to noise ratio*)

PBC - Combinador de Feixes Polarizados (*polarization beam combiner*)

PBS - Separador De Feixe de Polarização (*polarization beam splitter*)

PDM - Modulador com Diversidade de Polarização (*polarization diversity modulator*)

PDM - Multiplexação por Divisão em Polarização (*polarization-division-multiplexed*)

PM - Modulador de Fase (*phase modulator*)

PMD - Dispersão do Modo de Polarização (*polarization division multiplexing*)

QAM - Modulação em Quadratura da Amplitude (*quadrature amplitude modulation*)

QPSK - Chaveamento em quadratura da fase (*quadrature phase shift keying*)

RDE - Equalizador Direcionado ao Raio (*radius directed equalizer*)

RDE - Equalizador Direcionado à Decisão Radial (*radially directed equalizer*)

SNR - Relação Sinal-Ruído (*signal to noise ratio*)

SPM - Automodulação de fase (*self phase modulation*)

SSFM - Método de Fourier de passo alternado (*split-step Fourier method*)

SSMF - Fibra Monomodo Padrão (*standard single mode fiber*)

WDM - Multiplexação em comprimento de onda (*wavelength division multiplexing*)

XPM - Modulação de fase cruzada (*cross phase modulation*)

XPolM - Modulação de polarização cruzada (*cross-polarization modulation*)

Sumário

1	Introdução	18
2	Sistemas Ópticos Coerentes	22
2.1	Transmissores Ópticos	23
2.1.1	Lasers	23
2.1.2	Moduladores Ópticos	24
2.2	Receptores Ópticos	27
2.2.1	Detecção Coerente	28
2.2.2	Híbrida 90°	30
2.2.3	Receptor Coerente com Diversidade de Polarização	31
2.3	Canal de Propagação: Fibra Óptica	32
2.3.1	Atenuação da Fibra Óptica	33
2.3.2	Dispersão Cromática	33
2.3.3	Dispersão de modo de Polarização	35
2.3.4	Efeitos Não Lineares	36
3	Algoritmos de Equalização Linear	37
3.1	Compensação de Atraso	39
3.2	Ortonormalização	39
3.3	Estimação e Correção Grosseira de Frequencia	40
3.4	Estimador de Dispersão Cromática	41
3.5	Equalizador Estático	43
3.6	Recuperação de Relógio	45
3.6.1	Algoritmo de Gardner para Sincronização de Símbolo	45
3.7	Demultiplexação de Polarização e Equalização Dinâmica	47
3.7.1	Algoritmo de Módulo Constante (CMA)	49
3.7.2	Equalizador Direcionado ao Raio (RDE)	50
3.7.3	Algoritmo de Mínima Média Quadrática Direcionado à Decisão (DD-LMS)	52
3.8	Estimação e Correção do Desvio de Frequência	54
3.9	Estimação e Correção do Ruído de Fase	57
4	Compensação de Efeitos Não Lineares em Sistemas de Alta Capacidade	60
4.1	Efeitos Não Lineares	60
4.1.1	Refração Não Linear	61
4.1.1.1	Auto-modulação de Fase	61
4.1.1.2	Modulação Cruzada de Fase	63
4.1.1.3	Modulação Cruzada de Fase entre Polarizações	64
4.1.2	Mistura de Quatro Ondas	64

4.1.3	Interação da ASE com Efeitos Não Lineares	65
4.2	Modelo de Canal Não Linear	65
4.3	Métodos de Compensação de Efeitos Não lineares	67
4.3.1	Algoritmo de Retropropagação Digital	67
4.3.1.1	Algoritmo de Retropropagação Digital Correlacionado . . .	70
4.3.2	Estimador de Sequencia de Máxima Verossimilhança	70
5	Simulações e Verificação Experimental	72
5.1	Resultados para o Algoritmo de Retropropagação Digital - DBP	72
5.1.1	Resultados de Simulação	72
5.1.1.1	Resultados com Algoritmo de Retropropagação Digital Correlacionado	76
5.1.2	Resultados Experimentais	77
5.1.3	Resultados Experimentais em sistemas WDM	80
5.1.4	Estudo da Complexidade	81
5.1.4.1	Estimativa de Ocupação de Área	83
5.2	Resultados para o Estimador de Sequência de Máxima Verossimilhança . .	85
6	Conclusões	88
6.1	Publicações referentes à dissertação	89
	Referências	90

1 Introdução

O tráfego internacional de comunicação apresentou um crescimento exponencial durante os anos 2000 (RAINIE, 2010) e tem se mantido acelerado na década atual. Essa tendência vem se sustentando pelo aumento e diversificação de serviços mais complexos e de maior necessidade de capacidade, como a distribuição de vídeo sob demanda, aplicações ponto-a-ponto (*peer-to-peer*) e computação em nuvem. Em conjunto a esse aumento na complexidade dos serviços, presenciamos também um crescente número de usuários aparentes, devido à popularização internacional de *smartphones* e *tablets* (ANDERSON; WOLFF, 2010). Essa demanda impulsiona o desenvolvimento de novas tecnologias e equipamentos de transmissão de dados em altas taxas que atendam às exigências mundiais de formas de comunicação mais rápidas e eficientes, incluindo a diminuição do custo por *bit* transmitido.

Nesse contexto, as redes ópticas têm participação fundamental por suas características inerentes de possibilidade de atingir milhares de quilômetros com uma alta taxa de transmissão. No entanto, diferentemente de outros meios como transmissão cabeada e sem fio, o uso de técnicas de processamento digital de sinais (DSP - *Digital Signal Processing*) em sistemas ópticos é relativamente recente. Se considerarmos a evolução histórica dos sistemas de transmissão óptica, podemos dividi-la em três fases bem distintas. A primeira fase se caracteriza principalmente por enlaces ponto a ponto, onde não havia uma preocupação com efeitos próprios da fibra, como dispersão cromática (CD - *Chromatic Dispersion*) ou efeitos não lineares, e onde a atenuação inerente da fibra era solucionada através de regeneradores opto-eletrônicos, utilizando conversão óptico-eletro-óptica de alto custo.

No início da década de 90 houve um princípio de pesquisa relacionada à utilização de formatos de modulação avançados em conjunto com a detecção óptica coerente (BETTI *et al.*, 1995); entretanto, essas pesquisas deram lugar para a segunda fase na evolução das comunicações ópticas: o advento do amplificador óptico à fibra dopada com érbio (EDFA - *Erbium Doped Fiber Amplifier*) que possibilitou o desenvolvimento de técnicas de multiplexação por divisão de comprimento de onda (WDM - *Wavelength Division Multiplexing*) e permitiu que a ampla banda de operação das fibras ópticas pudesse ser explorada. Nesse ponto da evolução temos também de forma bem difundida a utilização de fibras compensadoras de dispersão (DCF - *dispersion compensating fiber*) e filtros baseados em grade de Bragg (AGRAWAL, 1997). Essas soluções da camada física permitiram o aumento da capacidade dos sistemas de transmissão, eliminando a principal degradação linear em sistemas de até 2,5 Gb/s por canal: a dispersão cromática. Progressos no processo de fabricação da fibra permitiram chegar em coeficientes de atenuação

tão baixos quanto 0.2 dB/km, na região de 1550 nm. Essas conquistas na área física, somadas à dificuldade no desenvolvimento de equipamentos capazes de operar em altas taxas no domínio elétrico, como conversores analógico-digitais, atrasaram o uso de técnicas de equalização digital para sistemas ópticos. Esses sistemas utilizavam formato de modulação "liga-desliga" (OOK - *On Off Keying*) e detecção direta, chegando a taxas de até 40 Gb/s por canal, sendo os sistemas de 10 Gb/s os mais difundidos.

A terceira fase, aquela em que nos encontramos hoje, diz respeito justamente à utilização de formatos de modulação avançados juntamente com detecção coerente e conjuntos de algoritmos de processamento digital de sinais. Dessa forma, somos capazes de aumentar substancialmente a eficiência espectral dos sistemas, partindo dos 0,5 b/s/Hz da modulação OOK para os 1 b/s/Hz do formato de chaveamento em quadratura da fase (QPSK - *Quadrature Phase Shift Keying*), ou para formatos de modulação em quadratura da amplitude (QAM - *Quadrature Amplitude Modulation*) como o 16-QAM com 2 b/s/Hz (WINZER; ESSIAMBRE, 2006), considerando a formatação de pulso de não retorno a zero (NRZ - *Non-return-to-zero*). Podemos ainda dobrar essa eficiência espectral fazendo uso de uma outra dimensão até então inexplorada: a multiplexação por polarização (PDM - *Polarization Division Multiplexing*). Como toda a informação pode agora ser acessada no domínio elétrico, é possível ainda, com a utilização de técnicas de DSP, compensar ou minimizar os efeitos que degradam o sinal óptico propagante na fibra, como a CD e a dispersão de modo de polarização (PMD - *Polarization Mode Dispersion*), entre outros. O DSP é também essencial para a decodificação dos símbolos cuja informação encontra-se não somente nas componentes de fase e quadratura, mas também na polarização.

Essa revolução da utilização de técnicas de DSP em sistemas ópticos proporcionou recordes tanto em distância quanto em capacidade e eficiência espectral. Já é possível dizer que os receptores coerentes atuais, munidos de DSP dedicado, são capazes de compensar plenamente os efeitos lineares da fibra. Consequentemente, o desempenho da transmissão se torna limitado principalmente por efeitos não lineares.

Segundo a lei de Shannon, a capacidade do canal está relacionada com a largura de banda e a relação sinal-ruído (SNR - *Signal to Noise Ratio*) do sinal transferido (SHANNON, 2001). Dessa forma, para atingirmos distâncias cada vez maiores e termos sinais com cada vez mais níveis, precisamos aumentar a SNR do sinal transmitido, o que pode ser realizado através do aumento da potência de lançamento do sinal na fibra. No entanto, ao aumentarmos a potência, temos uma incidência cada vez maior de efeitos não lineares, criando assim, na prática, um limite superior de potência de lançamento. Acima desse limite temos uma piora da taxa de erro de bit (BER - *Bit Error Rate*); a esse ponto de potência ótima damos o nome de Limite de Não Linearidade (NLT - *Nonlinear Threshold*).

Em particular, efeitos como auto-modulação de fase (SPM - *Self Phase Modulation*), modulação cruzada de fase (XPM - *Cross-phase Modulation*) e mistura de quatro

ondas (FWM - Four Wave Mixing) representam o principal gargalo para as futuras redes ópticas (CARENA *et al.*,), capazes de transmitir dados a taxas tão altas quanto 1 Tb/s por canal, com alta eficiência espectral e por distâncias acima de 1000 km. Até o momento, diversos métodos foram propostos com o objetivo de minimizar a influência dos efeitos não-lineares. Dentre eles, podemos mencionar: equalizadores baseados em séries de Volterra (GUIOMAR *et al.*, 2012), técnicas de otimização de constelação (ZHANG; DJORDJEVIC, 2011), estimadores de sequência de máxima verossimilhança (MLSE - *Maximum Likelihood Sequence Estimators*) (STOJANOVIC *et al.*, 2011), conjugação elétrica de fase (MATEO *et al.*, 2011) e o algoritmo de retropropagação digital (DBP - *Digital Back-Propagation*) (IP; KAHN, 2008). A principal dificuldade, atualmente, com relação ao desenvolvimento de técnicas de compensação de efeitos não lineares, não está na capacidade desses algoritmos de mitigarem os efeitos, mas na aplicabilidade dessas técnicas comercialmente, por exigirem um alto esforço computacional, implicando em larga área no chip e em alto consumo de potência (RAFIQUE *et al.*, 2011).

Com base no exposto acima, a contribuição deste trabalho é fornecer um estudo comparativo entre dois dos principais métodos que podem mitigar os efeitos não lineares para sistemas ópticos de alta capacidade: DBP e MLSE. Os métodos são avaliados em simulações numéricas e em testes experimentais segundo diversos critérios: ganho em relação sinal-ruído óptica (OSNR - *optical signal to noise ratio*), vantagens em relação à equalização linear, alcance máximo e esforço computacional. A combinação dos dois métodos também é avaliada, resultando em um aumento de quase três vezes a distância atingida utilizando-se somente compensação linear. O algoritmo DBP é ainda traduzido em um modelo de nível de transferência lógica (RTL - *Register Transfer Logic*), de modo a criar uma representação em alto nível, permitindo assim uma estimativa da ocupação de área e, portanto, do quão custosa seria sua aplicação comercial.

O texto do presente trabalho está estruturado da seguinte maneira:

No capítulo 2 fazemos uma introdução aos principais componentes dos sistemas ópticos atuais, ou seja: as estruturas dos transmissores e receptores e o modelo geral do canal óptico com as principais degradações envolvidas nesse tipo de sistema. É ainda feita uma introdução à teoria de sistemas ópticos coerentes.

No capítulo 3 apresentamos um conjunto de algoritmos-base de DSP que serão utilizados em todo esse trabalho para compensação das degradações lineares impostas pelo sistema de transmissão óptica. As funções básicas que esses algoritmos desempenham compreendem a estimação e a compensação de CD; a recuperação de relógio; a separação dos dados multiplexados em polarização e misturados temporalmente devido à PMD; e a recuperação de portadora, que inclui a compensação do desvio de frequência entre a portadora e o oscilador local e a correção de erros de fase impostos pela largura de linha dos lasers.

No capítulo 4 apresentamos o problema dos efeitos não lineares, descrevendo analiticamente os efeitos de SPM, XPM e FWM e os limites que esses efeitos impõem aos sinais ópticos transferidos. Neste mesmo capítulo descrevemos os métodos de compensação dos efeitos não-lineares estudados e comparados nesse trabalho. Apresentaremos a teoria por trás dos mecanismos de compensação e os principais pontos positivos e negativos que podem surgir da utilização de cada método.

O capítulo 5 é dedicado aos resultados obtidos na comparação entre os métodos utilizados para compensar os efeitos estudados no capítulo 4, tanto retirados de um ambiente de simulação quanto de experimentais realizados em laboratório. Será apresentado também um estudo da implementabilidade desses algoritmos em sistemas comerciais para a próxima geração de redes ópticas.

Por fim, no capítulo 6, apresentamos as conclusões relativas ao trabalho desenvolvido, um resumo de suas respectivas contribuições, sugestões para trabalhos futuros e uma lista de publicações associadas a esta dissertação.

2 Sistemas Ópticos Coerentes

A pesquisa na área de detecção coerente remonta ao final da década de 80 e início da 90, tendo sido um tópico amplamente discutido na época. Entretanto, com o surgimento e subsequente comercialização de amplificadores à fibra dopada com érbio (EDFA - *Erbium Doped Fiber Amplifier*), esses estudos foram postos, temporariamente, de lado. A utilização de pré-amplificadores ópticos possibilitou uma maior sensibilidade para os receptores de detecção direta mais comuns para o período. Essa fato, somado ao alto custo envolvido nos componentes de um receptor coerente, desestimulou o avanço na área (TAYLOR, 2004). No entanto, à medida em que os limites da segunda geração de sistemas de comunicação óptica foram sendo atingidos, a detecção coerente voltou a ser tema de grande interesse e é parte fundamental nos sistemas de terceira geração. Contudo, antes de entrar no mérito da detecção coerente, é preciso explicitar os constituintes fundamentais de um sistema de transmissão óptica.

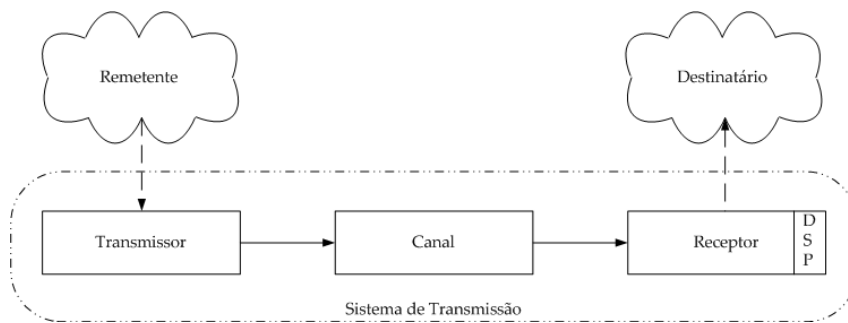


Figura 1 – Componentes de um sistema de comunicações.

De forma geral, os sistemas de transmissão óptica podem ser divididos em três componentes básicos: transmissor, canal óptico e receptor. A função do canal óptico é ser o meio físico que conecta o transmissor e o receptor, transportando a informação que o primeiro deseja enviar para o último. O propósito do transmissor é converter a mensagem para um formato que seja possível transmitir pelo canal óptico. O receptor captura a mensagem enviada através do meio físico e a traduz para o formato final ao destinatário (HAYKIN, 2004). Durante todo esse trajeto ocorrem várias degradações na mensagem que foi enviada originalmente. Essas transformações no sinal podem ocorrer tanto por imperfeições nos componentes do transmissor e do receptor quanto por características inerentes da fibra e por ocasião de fontes de ruído. O papel central dos algoritmos de processamento digital de sinais (DSP - *Digital Signal Processing*) está em compensar os prejuízos provocados pelo meio de transmissão, de modo que a mensagem possa ser compreensível para o destinatário. Por sua natureza, é mais típico que o módulo de DSP encontre-se no receptor, embora mecanismos de pré-compensação localizados no transmissor também

possam ser utilizados. Esse sistema de transmissão, já incluindo o módulo DSP como parte do receptor, está mostrado na Figura 1.

Diferentemente da detecção direta, receptores coerentes são capazes de detectar todos os parâmetros do campo óptico: amplitude, fase, frequência e estado de polarização. Dessa forma, o sistema não está mais limitado à detecção de variações de amplitude, como na detecção direta, e, portanto, formatos de modulação arbitrários podem ser recebidos. Além disso, a preservação temporal da fase do sinal recebido possibilita a utilização de métodos de equalização dos efeitos que deterioram o sinal ao longo da transmissão.

Nesse capítulo será feita uma descrição dos transmissores e receptores ópticos e, principalmente, faremos um detalhamento das características das fibras ópticas e os principais efeitos impostos por elas aos sinais transmitidos.

2.1 Transmissores Ópticos

O papel de um transmissor óptico é converter o sinal elétrico para o formato óptico de modo que possa ser enviado através da fibra óptica. Os dois componentes centrais de um transmissor óptico são o laser (LASER - *Light Amplification by Stimulated Emission of Radiation*) e o modulador. Detalharemos em seguida esses componentes e como eles estão inseridos no contexto atual de transmissão de alta capacidade.

2.1.1 Lasers

O laser é a fonte de luz que gera a portadora do sinal óptico a ser modulada e enviada através da fibra óptica. Apesar das primeiras demonstrações do uso do laser terem se dado no início dos anos 60, foi somente a partir dos anos 70, quando passaram a operar continuamente em temperatura ambiente, que os lasers passaram a ser utilizados para fins práticos. Desde então houve um avanço enorme na sua tecnologia de fabricação e hoje já estão disponíveis comercialmente lasers de cavidade externa (ECL - *External-Cavity Lasers*) com largura de linha inferiores a 150 kHz.

Idealmente o laser deve apresentar amplitude, frequência, fase e polarização constantes (AGRAWAL, 1997). Esse caso ideal, entretanto, não pode ser atingido e imperfeições ocorrem em qualquer uma dessas dimensões de operação do laser. Um dos papéis do bloco de DSP é também compensar possíveis deteriorações no sinal devido a essas imperfeições. O laser pode ser considerado uma fonte de luz contínua e o modelo do seu campo elétrico normalizado de forma simplificada é dado pela Equação (2.1) (SEIMETZ, 2009):

$$\mathbf{E}_s(t) = \sqrt{P_s + \delta P_n(t)} e^{j\omega_s t + \theta_s + \theta_n(t)} \mathbf{p}_s, \quad (2.1)$$

onde P_s representa a potência média normalizada do laser, um dado muito importante para o nosso estudo de não-linearidades; $\delta P_n(t)$ representa a variação temporal da potência média do laser, o chamado ruído de intensidade; $\omega_s/2\pi$ é a frequência de emissão do laser; θ_s é a fase inicial; $\theta_n(t)$ é o ruído de fase do laser e $\mathbf{p}_s$ é o vetor que representa o estado de polarização.

As duas fontes de ruído apontadas na equação (2.1), intensidade e fase, são causadas pela emissão espontânea de fótons no laser. A evolução da fase do laser pela interferência do ruído de fase pode ser modelada como um passeio aleatório (*random walk*), ou seja: dado um intervalo de tempo τ , a fase do laser no instante de tempo seguinte pode ser dada pela equação (2.2):

$$\theta_n(t) = \theta_n(t - \tau) + \Delta\theta_n(t). \quad (2.2)$$

Sendo que $\theta_n(t)$ possui média zero e variância finita. Como a modificação da fase $\omega_n(t)$ é resultado de um altíssimo número de eventos de ruído, no caso, as emissões espontâneas de fótons, nós podemos utilizar o Teorema do Limite Central e modelar essa variação por uma distribuição Gaussiana. Demonstra-se que a variância do ruído de fase pode ser dada pela expressão (PETERMANN, 2012):

$$\langle \theta_n^2(t) \rangle = 2\pi\Delta v_s |\tau|, \quad (2.3)$$

onde v_s é a largura de linha do laser e $|\tau|$ é a variação temporal entre os instantes de observação. O ruído de fase pode degradar substancialmente o sistema, especialmente para formatos de modulação de ordens mais elevadas. Por isso a necessidade de se utilizar lasers com largura de linhas cada vez menores.

2.1.2 Moduladores Ópticos

O modulador óptico é o componente do transmissor responsável por transferir a informação que está no domínio elétrico para o formato óptico através da modulação da luz transmitida pelo laser. No princípio dos sistemas de transmissão utilizava-se a modulação direta para a transmissão de sinais com formato de modulação "liga-desliga" (OOK - *On Off Keying*). Apesar do baixo custo devido à simplicidade, esse tipo de modulação apresentava elevadas perdas e foi sendo gradualmente substituído pela modulação externa.

O módulo básico constituinte dos moduladores externos é o modulador de fase (PM - *Phase Modulator*) que pode ser fabricado como um dispositivo eletro-óptico integrado que contem um guia de onda óptico e um substrato de niobato de lítio ($LiNbO_3$) (SEIMETZ, 2009). O processo é simples e utiliza o fato de que o índice de refração do guia de onda óptica se modifica com a tensão aplicada sobre ele; dessa forma, a informação

contida na tensão aplicada ao material passa ao campo óptico propagante no guia de onda, originado no laser. Assim, a portadora óptica se torna modulada em fase. O esquema de um modulador óptico de fase está ilustrado na Figura 2, explicitando os eletrodos, o guia de onda e o substrato.

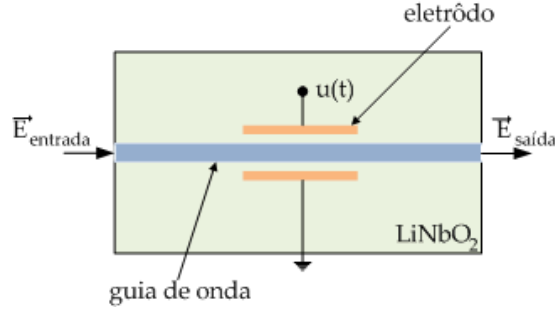


Figura 2 – Modulador Óptico de Fase

Considerando somente o efeito Pockels (AGRAWAL, 1997), o índice de refração pode ser considerado aproximadamente linear com a tensão $u(t)$ externa aplicada ao guia de onda. Dessa maneira, a relação entre o campo óptico de entrada $\mathbf{E}_{entrada}$ e o campo óptico já modulado em fase na saída $\mathbf{E}_{saida}$ pode ser expressa da seguinte maneira:

$$\mathbf{E}_{saida} = \mathbf{E}_{entrada} e^{j \frac{u(t)}{V_\pi} \pi}, \quad (2.4)$$

onde V_π é a tensão necessária para estabelecer um deslocamento de fase em π radianos.

Utilizando o princípio da interferência de ondas, podemos combinar dois moduladores como esse descrito na Figura 2 de forma a permitir uma modulação em intensidade. Essa integração, quando realizada, dá origem ao Modulador de Mach-Zehnder (MZM - *Mach-Zehnder Modulator*). A luz é dividida em dois caminhos ópticos, cada qual contendo um modulador de fase; depois de sofrer uma modulação em fase diferente para cada caminho, os sinais são recombinados provocando uma interferência que pode ser construtiva ou destrutiva, como mostrado na Figura 3 (DOI *et al.*, 2006). O campo óptico do modulador de Mach-Zehnder, em função do sinal de entrada e das tensões aplicadas em cada eletrodo, pode ser dada por:

$$\mathbf{E}_{saida} = \mathbf{E}_{entrada} (e^{j \frac{u_1(t)}{V_{\pi_1}} \pi} + e^{j \frac{u_2(t)}{V_{\pi_2}} \pi}). \quad (2.5)$$

Quando $u_1(t) = -u_2(t) = u(t)/2$ e $V_{\pi_1} = V_{\pi_2} = V_\pi$ denominamos que o MZM está numa operação do tipo *push-pull*, uma modulação em amplitude livre de gorjeio. Nessa configuração, o campo de saída se relaciona com o da entrada segundo a seguinte

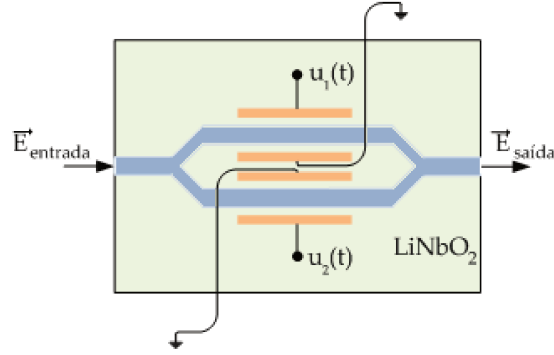


Figura 3 – Modulador de Mach-Zehnder

expressão (SEIMETZ, 2009):

$$\mathbf{E}_{saída} = \mathbf{E}_{entrada} \cos \left(\frac{u(t)}{2V_{\pi}} \pi \right). \quad (2.6)$$

Da equação (2.6) podemos retirar uma expressão que relaciona as potências de entrada e saída do modulador:

$$P_{saída} = P_{entrada} \left(\frac{1}{2} + \frac{1}{2} \cos \left(\frac{u(t)}{2V_{\pi}} \pi \right) \right). \quad (2.7)$$

Dessa forma, quando $u(t) = 0$ teremos o ponto de máxima transmitância e, quando $u(t) = \pm V_{\pi}$, teremos o ponto de mínima transmitância. Quando se deseja obter uma modulação em intensidade, OOK, com o modulador Mach-Zehnder, é necessário estabelecer o ponto de operação em $u(t) = \pm V_{\pi}/2$ e uma tensão pico a pico de V_{π} . Já quando desejamos operar o MZM para modulação binária de fase (BPSK - *Binary Phase Shift Keying*), estabelecemos o ponto de operação no ponto de mínima transmitância com uma tensão pico a pico de $2V_{\pi}$. Embora os dois formatos de modulação tenham a mesma eficiência espectral de 0,5 bit/(s/Hz), o BPSK tem um ganho de 3 dB em OSNR requerida, ou seja, a OSNR de transmissão mínima necessária para o sinal ser recebido com sucesso no receptor. Isso se deve simplesmente ao fato da distância euclidiana entre os símbolos do BPSK ser o dobro daquela apresentada pelo OOK, tolerando, portanto, o dobro do ruído. A Figura 4 apresenta esses modos de operação, onde a curva verde representa a potência normalizada de saída e a curva azul representa o campo óptico de saída segundo as equações (2.6) e (2.7), respectivamente.

Dois MZM podem ser combinados, atuando como moduladores de intensidade do tipo *push-pull*, juntamente com um modulador de fase para formar um modulador de fase e quadratura (IQM - *In-phase and Quadrature Modulator*). O sinal óptico é dividido em dois caminhos, o caminho em fase (I) e em quadratura (Q), sendo que no caminho em quadratura é acrescentado um modulador de fase de modo a rotacionar o sinal em $\pi/2$ e, por fim, os caminhos são recombinados formando uma modulação do tipo chaveamento em

quadratura da fase (QPSK - *Quadrature Phase Shift Keying*) e quadratura da amplitude (QAM - *Quadrature Amplitude Modulation*).

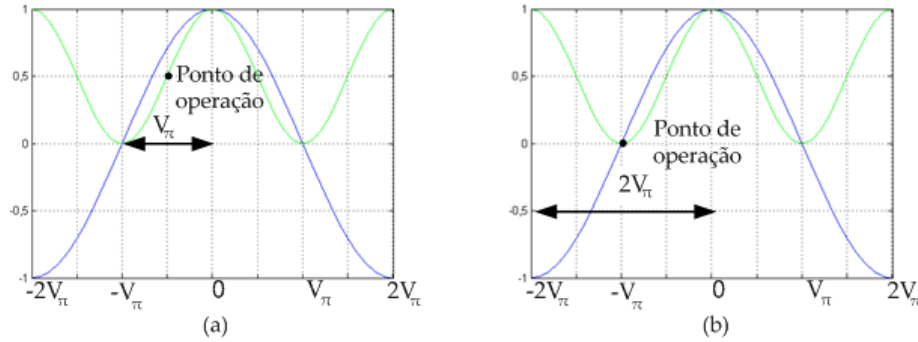


Figura 4 – MZM operando em modulação de intensidade (a); e em modulação de fase (b)

O campo óptico de saída em função das tensões aplicadas nos moduladores e do campo elétrico de entrada pode ser dada pela expressão:

$$\mathbf{E}_{saída} = \mathbf{E}_{entrada} \left[\frac{1}{2} \cos \left(\frac{u_I(t)}{2V_\pi} \pi \right) + \frac{1j}{2} \cos \left(\frac{u_Q(t)}{2V_\pi} \pi \right) \right], \quad (2.8)$$

na qual u_I é a tensão aplicada no braço em fase e u_Q é a tensão aplicada no braço em quadratura. É possível ainda combinar dois moduladores do tipo IQM, um rotacionador de polarização de 90° e um combinador de feixes polarizados (PBC - *Polarization Beam Combiner*) para formar um modulador com diversidade de polarização (PDM - *Polarization Diversity Modulator*) e, assim, dobramos a eficiência espectral do sinal original, utilizando as duas polarizações ortogonais do sinal. O modulador em fase e quadratura está descrito na Figura 5

A Figura 6 mostra os formatos de modulação discutidos até o momento: (a) OOK; (b) BPSK; (c) QPSK e (d) 16QAM. Nesse trabalho focaremos nossos estudos nos formatos de modulação QPSK e 16QAM com diversidade de polarização, aqui chamados de PDM-QPSK e PDM-16QAM. O formato PDM-16QAM é promissor para a nova geração de transmissão a 400 Gb/s e 1 Tb/s, enquanto que o PDM-QPSK já é o formato padronizado para transmissões a 100 Gb/s (OIF, 2009).

2.2 Receptores Ópticos

O receptor óptico é o responsável por converter a informação que estava no domínio óptico para o domínio elétrico, de forma que se torne compreensível para o destinatário. O componente mais essencial de um receptor óptico é o fotodetector, responsável por

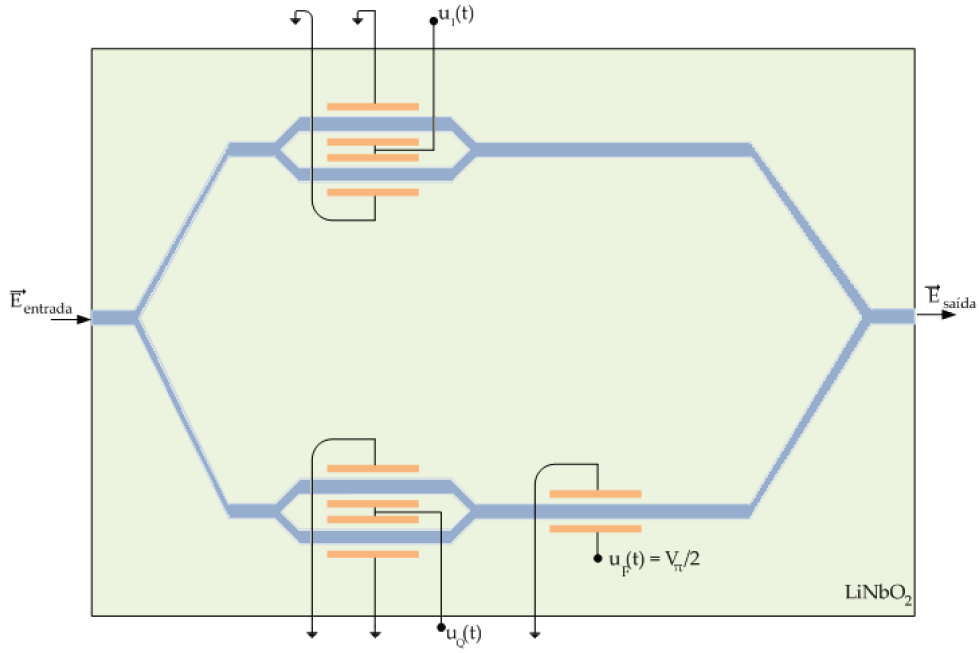


Figura 5 – Modulador em fase e quadratura - IQM

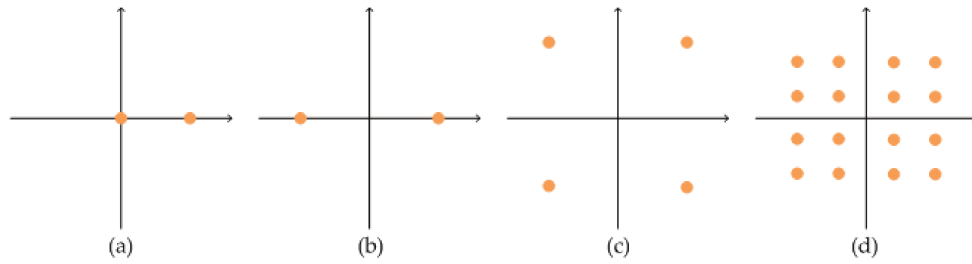


Figura 6 – Formatos de modulação - (a) OOK; (b) BPSK; (c) QPSK; (d) 16QAM

converter o sinal óptico recebido em corrente elétrica. A sua relação de entrada e saída pode ser descrita de forma simplificada pela equação abaixo (AGRAWAL, 1997):

$$\mathbf{I}_{saída}(t) = R|\mathbf{E}_{entrada}(t)|^2, \quad (2.9)$$

onde $\mathbf{I}_{saída}(t)$ é a corrente elétrica de saída no instante t ; R é a responsividade, proporcional à eficiência na conversão de fótons para elétrons, e $\mathbf{E}_{entrada}(t)$ é o campo óptico no instante t . De modo geral a detecção direta é realizada utilizando somente um fotodetector e é, portanto, capaz de diferenciar somente símbolos de diferentes amplitudes, sendo muito utilizada nos sistemas OOK tradicionais.

2.2.1 Detecção Coerente

Como mencionado anteriormente, para sistemas mais avançados de modulação e com maior eficiência espectral, ter somente a informação da amplitude do sinal óptico transmitido não é o suficiente. A detecção coerente é o mecanismo que nos permite que

toda a informação, não só a amplitude do sinal, como também sua fase e, no caso de sistemas PDM, seu estado de polarização, esteja disponível no domínio elétrico. Dessa forma, além de possibilitar a equalização digital dos prejuízos provocados ao sinal pela transmissão, a complexidade óptica para a recepção de formatos de modulação superiores é também significativamente reduzida.

A detecção coerente de um sinal óptico implica na existência de um outro laser na recepção, denominado oscilador local (LO - *Local Oscillator*), para realizar um batimento com o sinal transmitido. A detecção coerente pode ser classificada em três categorias quanto à fase do sinal: homódina, heteródina ou intrádina. No primeiro caso, o laser LO tem exatamente a mesma frequência de transmissão que o laser do sinal, ou seja, a diferença entre as fases dele é fixa e múltipla de $\pm 2\pi$. Embora tenha uma alta sensibilidade, o receptor homódino é muito custoso por ser extremamente complicado realizar o travamento de frequência e fase entre transmissor e receptor. No caso do receptor heteródino, os dois lasers têm frequência distintas, tornando-o extremamente simples de ser implementado. No entanto, sua sensibilidade é muito baixa e ele exige um receptor de alta largura de banda, pelo fato do sinal não ser deslocado para a banda-base. Pode-se dizer que o receptor intrádino é um compromisso entre os receptores do tipo homódino e heteródino: aqui a frequência do LO é mantida tão próxima quanto possível daquela do laser transmissor de sinal, porém não é feito um travamento das duas frequências. Isso resulta em imperfeições no batimento do sinal, mas dado que ele foi traduzido para o domínio elétrico, podemos nos utilizar de algoritmos de processamento digital de sinais para tratar desses erros de descasamento de frequência. Em contrapartida, o receptor se torna de baixo custo e sem a necessidade da alta largura de banda. Esse tipo de receptor é o mais estudado e promissor para as próximas gerações de sistemas de transmissão óptica e, portanto, trataremos somente deste caso daqui em diante.

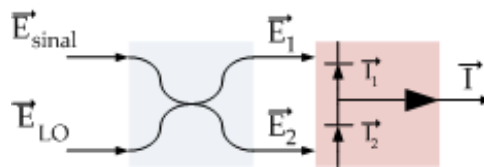


Figura 7 – Princípio da detecção coerente

O princípio da detecção coerente está ilustrado na Figura 7. O sinal sofre batimento com o oscilador local através de um acoplador 3 dB e o sinal resultante é enviado para um fotodetector balanceado. Para discutir o funcionamento desse processo, devemos primeiro notar que, da mesma forma descrita na equação (2.1), o campo elétrico normalizado do oscilador local é determinado a seguir, sendo omitidas as componentes de

ruído:

$$\mathbf{E}_{lo}(t) = \sqrt{P_{lo}} e^{(j\omega_{lo}t + \theta_{lo})} \mathbf{p}_{lo}. \quad (2.10)$$

Já o campo elétrico do sinal se modifica com a modulação em fase e amplitude; acrescentando esses termos, temos a seguinte formulação:

$$\mathbf{E}_s(t) = \sqrt{P_{lo}} e^{(j\omega_s t + \theta_s)} a(t) e^{j\theta(t)} \mathbf{p}_s, \quad (2.11)$$

onde $a(t)$ indica a componente de modulação em amplitude e $\theta(t)$ a componente de modulação em fase. Os dois sinais resultantes $E_1(t)$ e $E_2(t)$ são detectados por dois fotodetectores balanceados, de forma que as correntes detectadas $I_1(t)$ e $I_2(t)$ são proporcionais à responsividade do fotodetector e ao quadrado do campo elétrico incidentes (SEIMETZ, 2009):

$$\mathbf{I}_1(t) = \frac{1}{2} R [\mathbf{E}_s(t) + j\mathbf{E}_{lo}(t)] [\mathbf{E}_s(t) + j\mathbf{E}_{lo}(t)]^*, \quad (2.12)$$

$$\mathbf{I}_2(t) = \frac{1}{2} R [\mathbf{E}_{lo}(t) + j\mathbf{E}_s(t)] [\mathbf{E}_{lo}(t) + j\mathbf{E}_s(t)]^*, \quad (2.13)$$

onde R é a responsividade do fotodetector e $*$ simboliza o complexo conjugado. Substituindo as equações (2.10) e (2.11) em (2.12) e (2.13), temos:

$$\mathbf{I}_1(t) = \frac{1}{2} R [a^2(t) P_s + P_{lo} + 2\sqrt{P_s P_{lo}} a(t) \mathbf{p}_{lo} \mathbf{p}_s \sin(\Delta\omega t + \theta(t))], \quad (2.14)$$

$$\mathbf{I}_2(t) = \frac{1}{2} R [a^2(t) P_s + P_{lo} - 2\sqrt{P_s P_{lo}} a(t) \mathbf{p}_{lo} \mathbf{p}_s \sin(\Delta\omega t + \theta(t))]. \quad (2.15)$$

Na estrutura dos fotodetectores balanceados, $\mathbf{I}(t) = \mathbf{I}_1(t) - \mathbf{I}_2(t)$, ou seja:

$$\mathbf{I}(t) = 2R\sqrt{P_s P_{lo}} a(t) \mathbf{p}_{lo} \mathbf{p}_s \sin(\Delta\omega t + \theta(t)). \quad (2.16)$$

Como, em geral, $P_{lo} \gg P_s$, o termo $\sqrt{P_s P_{lo}}$ é chamado de ganho coerente; $a(t)$ é a modulação em amplitude, $\theta(t)$ é a modulação em fase, $\Delta\omega$ é a diferença, ou desvio, de frequência entre os laser de sinal e o oscilador local (FO - frequency offset) e $\mathbf{p}_{lo} \mathbf{p}_s$ é o termo proporcional ao alinhamento das polarizações dos dois lasers.

2.2.2 Híbrida 90°

Percebemos aqui que temos todas as características de modulação do sinal, mas ainda não temos o sinal separado nas componentes I e Q. Para isso precisamos de um

dispositivo de batimento diferente do acoplador de 3 dB: a híbrida 90° , que possibilita o batimento do sinal ainda mantendo as componentes de fase e quadratura nas saídas, representada na Figura 8.

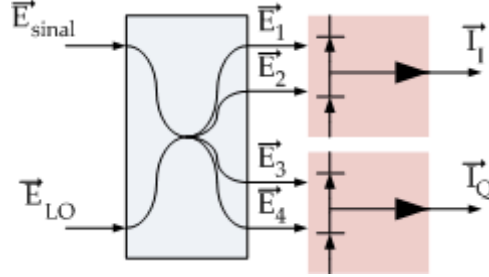


Figura 8 – Receptor com híbrida 90°

A relação que define os sinais de saída $\mathbf{E}_1$, $\mathbf{E}_2$, $\mathbf{E}_3$ e $\mathbf{E}_4$ em função dos sinais de entrada $\mathbf{E}_s$ e $\mathbf{E}_{lo}$ pode ser dada, na forma matricial, por:

$$\begin{bmatrix} \mathbf{E}_1 \\ \mathbf{E}_2 \\ \mathbf{E}_3 \\ \mathbf{E}_4 \end{bmatrix} = \frac{1}{2} \begin{bmatrix} 1 & 1 \\ 1 & j \\ 1 & -1 \\ 1 & -j \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \mathbf{E}_s \\ \mathbf{E}_{lo} \end{bmatrix}. \quad (2.17)$$

Utilizando a mesma relação vista em (2.14) e (2.15), combinada com a equação matricial (2.17), temos que as correntes $\mathbf{I}_I$ e $\mathbf{I}_Q$ podem ser dadas pelas expressões que preservam as componentes em fase e quadratura do sinal:

$$\mathbf{I}_I(t) = 2R\sqrt{P_s P_{lo}} a(t) \mathbf{p}_{lo} \mathbf{p}_s \sin(\Delta\omega t + \theta(t)), \quad (2.18)$$

$$\mathbf{I}_Q(t) = 2R\sqrt{P_s P_{lo}} a(t) \mathbf{p}_{lo} \mathbf{p}_s \cos(\Delta\omega t + \theta(t)). \quad (2.19)$$

2.2.3 Receptor Coerente com Diversidade de Polarização

Um sinal com multiplexação em polarização possui o dobro da eficiência espectral por transportar informações em duas polarizações ortogonais da luz, se fazendo necessária a separação dessas polarizações antes da entrada na híbrida 90° . O dispositivo que proporciona essa separação é o separador de feixe de polarização (PBS - *Polarization Beam Splitter*), um componente óptico passivo que separa componentes ortogonais de polarização.

Na Figura 9 está representado o esquema de um receptor coerente com diversidade de polarização. Acoplando-se adequadamente dois PBSs e duas híbridas 90° 2x4 com fotodetectores balanceados, tem-se o receptor coerente com diversidade de polarização e

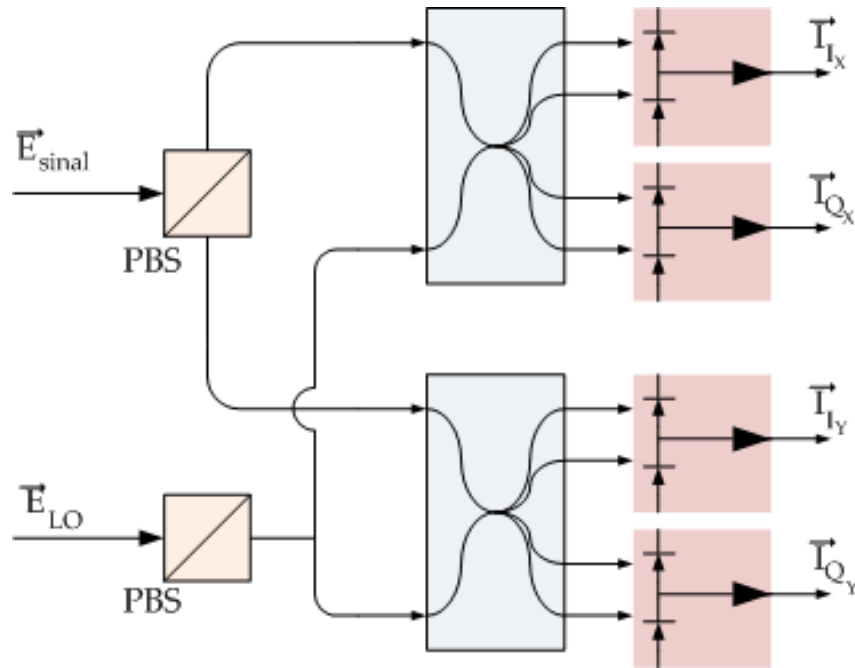


Figura 9 – Receptor coerente com diversidade de polarização

fase. Depois de ser dividido pelo PBS, cada sinal sofre batimento com uma componente do oscilador local também dividida por outro PBS numa híbrida 90° separada. Da mesma forma, o sinal de cada polarização é transformado em corrente por um par de fotodetectores balanceados. Por fim, esses sinais são amostrados por um conversor analógico-digital de alta velocidade (ADC - *Analog to Digital Converter*) e o sinal digitalizado é utilizado pelo conjunto de algoritmos de DSP para recuperação da informação transmitida em cada uma das componentes ortogonais, tanto de fase quanto polarização.

2.3 Canal de Propagação: Fibra Óptica

A fibra óptica é um guia de onda que utiliza o fenômeno da reflexão total interna para conduzir a luz, e por conseguinte a informação, entre o transmissor e o receptor. Como todo sistema de transmissão de dados, a fibra óptica também impõe imperfeições ao sinal de modo que o sinal que chega no receptor óptico está consideravelmente degradado em relação ao que foi enviado pelo transmissor. A imperfeição mais aparente é a atenuação, fenômeno que faz com que o sinal perca potência à medida que percorre o caminho da fibra. De fato, a utilização das fibras ópticas como meio efetivo de transporte de dados só se deu com o refinamento da sua fabricação, o que resultou em fibras com atenuações tão baixas quanto 0.2 db/km já no final da década de 70. À partir daí outras imperfeições foram se tornando evidentes e novas formas de combatê-las foram sendo desenvolvidas.

De modo geral, podemos dividir as imperfeições geradas na fibra óptica em efeitos lineares e efeitos não lineares. Dentre os efeitos lineares podemos citar como principais:

atenuação, dispersão cromática e a dispersão de modo de polarização. Os efeitos não lineares mais relevantes para os sistemas que utilizam multiplexação por divisão de comprimento de onda (WDM - *Wavelength Division Multiplexing*) são a auto-modulação de fase (SPM - *Self Phase Modulation*), a modulação cruzada de fase (XPM - *Cross Phase Modulation*) e a mistura de quatro ondas (FWM - *Four Wave Mixing*). Nessa sessão introduziremos brevemente todos esses efeitos, sendo que um detalhamento maior sobre os efeitos não lineares será dado no capítulo 4 deste trabalho.

2.3.1 Atenuação da Fibra Óptica

De modo geral, a variação da potência do sinal propagante numa fibra óptica é governada pela lei de Beer (BEER, 1852):

$$P_{saída} = P_{entrada}e^{-\alpha L}, \quad (2.20)$$

onde α é o coeficiente de atenuação da fibra e L é a distância percorrida pela onda. As duas principais fontes de perda de potência são: a absorção do material e o espalhamento Rayleigh. Esses dois fatores são profundamente influenciados pelo comprimento de onda do sinal transmitido. A absorção da potência do sinal pelo material é o principal agente atenuante para comprimentos de onda (λ) acima de 1600 nm. O espalhamento Rayleigh ocorre devido a flutuações na densidade do material no processo de fabricação. Essas flutuações locais de densidade afetam o índice de refração local. A perda devido ao espalhamento Rayleigh é proporcional a λ^{-4} , sendo portanto mais influente em comprimentos de onda curtos (KOAI *et al.*, 1990).

Enquanto na segunda geração de sistemas ópticos o problema da atenuação era resolvido com repetidores de sinal, a terceira geração é formada basicamente de EDFA's que amplificam novamente o sinal. Infelizmente, os amplificadores inserem um certo nível de ruído e prejudicam a OSNR, o que acaba por estabelecer um limite máximo na transmissão devido ao acúmulo do ruído de vários amplificadores. A principal fonte de ruído em amplificadores é o chamado ruído de emissão espontânea amplificada (ASE - *Amplified Spontaneous Emission*), que deriva do fato de que alguns elétrons decaem espontaneamente, de forma aleatória e em todas as direções; parte desses elétrons são guiados pela fibra e são por fim amplificados nos íons dopados, dando origem ao ruído.

2.3.2 Dispersão Cromática

Uma vez que o problema da atenuação de potência na fibra pode ser parcialmente resolvido utilizando fibras de baixa atenuação e amplificadores ópticos, a dispersão cromática passa a ser o problema mais crítico, em termos da degradação do canal. A dispersão cromática tem duas origens principais: a dependência que o índice de refração tem com

o comprimento de onda, chamada de dispersão material; e a dependência da distribuição de potência entre o núcleo e a casca também com o comprimento de onda, chamada de dispersão de guia de onda (AGRAWAL, 1997).

A velocidade de grupo de uma componente espectral propagante na fibra é definida como:

$$v_g = \left(\frac{d\beta}{d\omega}\right)^{-1}, \quad (2.21)$$

onde $\beta = (\bar{n}\omega/c)$, em que ω é a frequência angular do sinal, c é a velocidade da luz e $\bar{n}$ é o índice de refração do núcleo. A velocidade de grupo v_g é tal que uma componente espectral leva um tempo T para percorrer um comprimento de fibra L , de forma que $T = L/v_g$. É possível ainda demonstrar que $\beta = (c/\bar{n}_g)$, em que $\bar{n}_g$ é o índice de refração de grupo, dado por:

$$\bar{n}_g = \bar{n} + \omega \left(\frac{d\bar{n}}{d\omega}\right) \quad (2.22)$$

A conclusão que chegamos é que componentes espectrais de frequência diferentes possuem velocidades de grupo também distintas, o que provoca o alargamento temporal do pulso, como representado na Figura 10.

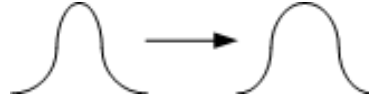


Figura 10 – Efeito da Dispersão Cromática num pulso óptico propagante na fibra

Esse alargamento dos pulsos ópticos transmitidos pode provocar a interferência de um pulso no outro, uma fonte de erro conhecida como interferência inter-simbólica (ISI - intersymbol interference). Se $\Delta\omega$ é a largura espectral do pulso, então o alargamento do pulso numa fibra de comprimento L é dada por:

$$\Delta T = \frac{dT}{d\omega} \Delta\omega = \frac{d}{d\omega} \left(\frac{L}{v_g} \right) \Delta\omega = L \frac{d^2\beta}{d\omega^2} \Delta\omega = L\beta_2 \Delta\omega. \quad (2.23)$$

Se substituirmos λ no lugar de ω , utilizando o fato de que $\omega = 2\pi c/\lambda$ e $\Delta\omega = (-2\pi c/\lambda^2)\Delta\lambda$, a equação (2.23) pode ser reescrita da seguinte forma:

$$\Delta T = \frac{d}{d\lambda} \left(\frac{L}{v_g} \right) \Delta\lambda = L \frac{d^2\beta}{d\omega^2} \Delta\omega = LD\Delta\omega, \quad (2.24)$$

onde D é chamado de parâmetro de dispersão, expresso em $ps/(nm - km)$ e dado por:

$$D = \frac{d}{d\lambda} \left(\frac{1}{v_g} \right) = -\frac{2\pi c}{\lambda^2} \beta_2. \quad (2.25)$$

Como falado anteriormente, podemos dividir D em seus dois fatores contribuintes, de modo que $D = D_M + D_G$, onde D_M é a dispersão devido ao material, que cresce com o comprimento de onda, e D_G é a dispersão devido ao guia de onda, que decresce com o comprimento de onda e é sempre negativo. Dessa forma podemos encontrar um ponto onde a dispersão cromática é nula que, no caso de sílica pura, é $\lambda_{D=0} = 1310$ nm.

A solução inicial para o problema do efeito da dispersão cromática, mais comum nos sistemas instalados, era a transmissão num comprimento de onda próximo a $\lambda_{D=0}$. No entanto, os amplificadores ópticos EDFA atuam na chamada banda C, na faixa de 1550 nm, possibilitando a transmissão WDM e tornando essa faixa de transmissão a mais utilizada. A compensação óptica com fibras de dispersão negativa foi então a técnica utilizada: alternam-se os dois tipos de fibra em cada enlace, de modo que a dispersão acumulada seja próxima de zero. Essa é a técnica mais utilizada para sistemas até 40 Gb/s; no entanto, para taxas mais elevadas, mesmo a dispersão cromática residual começa a penalizar o sistema. Além disso, sistemas com baixa dispersão cromática são mais impactados por efeitos não-lineares, como veremos no capítulo 4. Dessa forma, para sistemas de mais altas taxas com formatos de modulação avançados e alta eficiência espectral, a compensação digital é usualmente a técnica escolhida. O algoritmo para a compensação da dispersão cromática será discutido no capítulo 3 desse trabalho.

2.3.3 Dispersão de modo de Polarização

Imperfeições no processo de fabricação das fibras ópticas fazem com que elas não sejam exatamente circulares em toda a sua extensão, dando origem a uma propriedade chamada "birrefringência" (BORNE, 2008). Esse efeito faz com que cada estado de polarização tenha constantes de propagação levemente diferentes, resultando numa velocidade de grupo diferente e, em consequência, na chamada dispersão de modos de polarização (PMD - *Polarization Mode Dispersion*). Variações na temperatura do ambiente podem provocar variações na birrefringência da fibra, e o atraso de grupo diferencial provocado por essas variações segue uma distribuição Maxwelliana. O valor médio do atraso de grupo diferencial (DGD - *Differential Group Delay*) das polarizações, para um comprimento de fibra L , e um coeficiente de PMD, D_{PMD} , é dado por (AGRAWAL, 1997):

$$\langle \Delta T \rangle = D_{PMD} \sqrt{L} \quad (2.26)$$

Um valor típico para D_{PMD} nas fibras atuais é $0.1 \text{ ps}\sqrt{\text{km}}$. Por esse relativamente baixo valor e pelo fato de escalar somente com a raiz quadrada da distância, a PMD é um efeito menos degradante do que a CD. Porém, em sistemas superiores a 40 Gb/s e principalmente em distâncias ultra-longas, a PMD passa a ser um efeito significativo.

2.3.4 Efeitos Não Lineares

Como dito anteriormente, todos os efeitos lineares discutidos nessa sessão podem ser compensados quase em sua totalidade utilizando algoritmos de DSP já amplamente estudados. Assim sendo, os sistemas de transmissão têm apenas um limite fundamental: o ruído. Como dito na sessão 2.3.1, os amplificadores inserem ruído ASE no sistema que vai se acumulando a cada novo ponto de amplificação. Uma maneira de contornar esse problema é aumentar a potência do sinal transmitido e, por conseguinte, a sua OSNR, minimizando o efeito do ruído. Na prática, no entanto, todos os materiais se comportam de maneira não linear na presença de campos eletromagnéticos de alta intensidade e, apesar de não ser um meio de alta não linearidade, a fibra óptica não é uma exceção.

Podemos dividir os efeitos não lineares da fibra óptica em dois subconjuntos: efeitos derivados da susceptibilidade de terceira ordem e efeitos derivados de espalhamento inelástico espontâneo (AGRAWAL, 2007). Estão no primeiro grupo os efeitos que provocam uma modulação não-linear de fase: a auto-modulação de fase (SPM - self phase modulation) e a modulação cruzada de fase (XPM - cross phase modulation); além da mistura de quatro ondas (FWM - four wave mixing). No segundo grupo estão o Espalhamento Estimulado Brillouin e o Espalhamento Estimulado Raman. Por seus impactos serem limitados no nosso contexto, nós não entraremos em detalhes com relação aos efeitos derivados de espalhamento inelástico espontâneo. O foco desse trabalho é o estudo de métodos de compensação dos efeitos não lineares derivados da susceptibilidade de terceira ordem. O capítulo 4 apresenta uma descrição detalhada desses efeitos.

3 Algoritmos de Equalização Linear

Como dito nos capítulos anteriores, a principal vantagem do receptor coerente é a sua capacidade de mapear, para o domínio digital, todas as características do campo óptico do sinal propagante na fibra. Munidos desse conjunto de informações, podemos utilizar técnicas de processamento digital de sinais (DSP - *Digital Signal Processing*) para compensar os efeitos degradantes do meio óptico e as imperfeições nos componentes do transmissor e do receptor, apresentados no Capítulo 2, além de corrigir o descasamento de frequência decorrente da utilização de recepção intrádina.

Neste capítulo, serão apresentados os principais algoritmos de DSP utilizados na compensação de uma transmissão óptica a altas taxas sob longas distâncias, considerando inclusive a multiplexação de polarização.

A Figura 11 ilustra a sequência de algoritmos usualmente empregada em unidades de DSP e é também a estrutura básica que será utilizada nesse trabalho, sobre a qual serão acrescentadas as estruturas responsáveis pela compensação dos efeitos não lineares, a serem apresentadas no Capítulo 4. No esquema apresentado, cada bloco representa um algoritmo descrito a partir da sua principal funcionalidade.

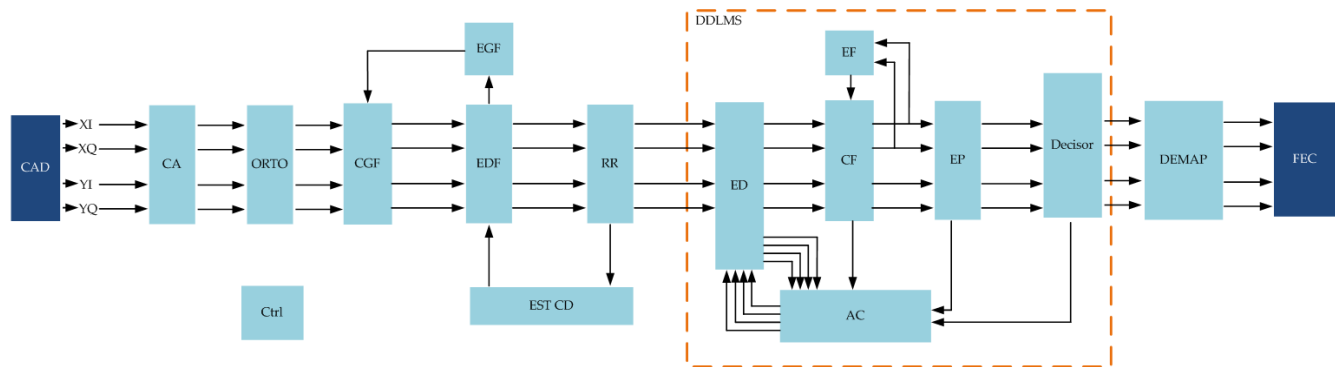


Figura 11 – Algoritmos de Equalização Linear

O sinal chega do Conversor Analógico Digital (CAD) na forma de quatro linhas elétricas. O bloco "Compensação de Atraso (CA)" é responsável por compensar o descasamento temporal entre as duas linhas elétricas correspondentes às componentes em fase (I) e em quadratura (Q) de cada polarização. O bloco "Ortonormalização (ORTO)" é dedicado a compensar as imperfeições na Híbrida 90° que podem derivar em desortogonalização das componentes I e Q, além de uma diferença de potência média do sinal identificado em cada componente. Em seguida temos o bloco responsável por realizar a correção grosseira do desvio de frequência (CGF), de modo que o desvio residual esteja dentro dos limites de correção do bloco de estimação refinada da frequência. O estimador grosseiro

de frequência utiliza o cálculo do equalizador estático para fazer a sua estimativa, como descreveremos na sessão 3.4. Uma das possibilidades de realizar a estimação de dispersão cromática (EST CD) é também se utilizar da estimativa de outro bloco, a "Recuperação de Relógio (RR)", e, então repassar o valor encontrado para o bloco seguinte, denominado "Equalizador Estático" que, no caso apresentado nesse trabalho, encontra-se no domínio da frequência (EDF - Equalizador no Domínio da Frequência). O bloco "Recuperação de Relógio" é utilizado para recuperar o tempo de símbolo do sinal recebido, através do algoritmo de Gardner.

Usualmente utiliza-se uma estrutura de equalização dinâmica a fim de realizar a demultiplexação de polarização, compensando as variações temporais no estado do canal, principalmente devido à dispersão de modos de polarização (PMD - *Polarization Mode Dispersion*), além de uma possível dispersão cromática residual. Os algoritmos típicos para se realizar essa tarefa são: o algoritmo de módulo constante (CMA - *Constant Modulus Algorithm*), o equalizador direcionado à decisão radial (RDE - *Radially Directed Equalizer*), e o algoritmo de mínima média quadrática direcionado à decisão (DDLMS - *Decision Directed Least Mean Square*); todos na configuração MIMO 2x2 (*Multiple Input Multiple Output*) correspondente às duas polarizações. Neste trabalho, usaremos como base o algoritmo DDLMS que está representado como um conjunto de sub-blocos na Figura 11.

O primeiro desses blocos é o Equalizador Dinâmico (ED) em si, ou seja, o conjunto de filtros de resposta impulsiva finita (FIR - *Finite Impulse Filter*) que formam a configuração MIMO 2x2. Em seguida, temos o bloco de correção fina do desvio de frequência (CF), que é alimentado pelo estimador (EF) de modo a compensar mais precisamente os desvios de frequência entre o laser e o oscilador local. Finalizando a recuperação de portadora, nós temos o bloco de correção do ruído de fase que utiliza o algoritmo de procura cega de fase (BPS - *Blind Phase Search*), que é um equalizador dinâmico direcionado à decisão, com função custo dependente apenas da fase do sinal (EP). O sinal utilizado para fazer a atualização dos coeficientes que atuam no Equalizador Dinâmico utiliza as informações dos blocos anteriores, como demonstrado na figura 11, e o sinal proveniente do bloco Decisor, que faz a escolha do símbolo correto de acordo com os limiares de decisão. Por fim, temos o demapeamento (DEMAP) dos símbolos em sinais binários e então o sinal equalizado seguiria para o Código Corretor de Erros (FEC - *Forward Error Correction*), para que seja calculada a taxa de erro de bit (BER - *Bit Error Rate*).

A seguir, serão detalhados os passos para a equalização do sinal recebido, utilizando a estrutura apresentada.

3.1 Compensação de Atraso

O bloco de Compensação de Atraso (CA) é responsável por desfazer o atraso provocado pela diferença entre as linhas elétricas correspondentes ao sinal em fase (I) e em quadratura (Q) depois da sua aquisição pelo Conversor Analógico-Digital (CAD). Essa compensação é realizada através de filtros FIR e opera um atraso entre as linhas de modo a alinhar as fases das componentes do sinal.

O cálculo desses coeficientes é baseado na interpolação polinomial na forma de Lagrange, onde cada coeficiente polinomial está ligado a um coeficiente correspondente do compensador. De modo a realizar o alinhamento do sinal em fase (I) e em quadratura (Q), os coeficientes são propositalmente espelhados para contemplar as duas componentes.

3.2 Ortonormalização

Como apresentado na sessão 2.2, para se atingir a diversidade de fase e de polarização, o receptor possui um par de híbridas 90° . Imperfeições nesse importante componente, além do descasamento na responsividade dos fotodetectores, causam o desequilíbrio de quadratura entre as componentes do sinal em cada polarização. Esse desequilíbrio se caracteriza por meio do aparecimento de um nível DC indesejável e de desvios de amplitude e de fase entre as componentes I e Q do sinal. A figura 12 mostra o resultado do procedimento de ortonormalização: em (a) temos o sinal recebido com desvio de 10° e em (b) temos as componentes I e Q ortonormalizadas.

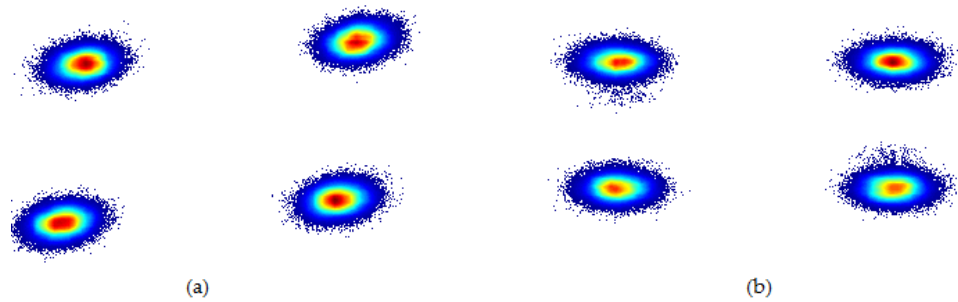


Figura 12 – Resultado do Procedimento de Ortonormalização: (a) sinal recebido com desvio de 10° ; (b) sinal após o bloco de Ortonormalização

De modo a equalizar essas imperfeições, o bloco de Ortonormalização (ORTO) realiza a normalização e a ortogonalização entre as quatro componentes reais correspondentes ao sinal em fase (I) e em quadratura (Q) dos dois formatos de polarização. Para isso, o bloco aplica o conhecido Procedimento de Ortogonalização de Gram-Shmidt (SAVORY, 2010).

O procedimento é dividido em dois estágios: ortogonalização e normalização. A ortogonalização é iterativa, as componentes de saída são obtidas em sequência. Considerando o conjunto de vetores de entradas $\mathbf{e}_1, \mathbf{e}_2, \mathbf{e}_3, \dots, \mathbf{e}_n$; o primeiro vetor de entrada é tomado como referência:

$$\mathbf{orto}_1 = \mathbf{e}_1. \quad (3.1)$$

O segundo vetor de saída é obtido removendo a projeção do vetor $\overrightarrow{\mathbf{orto}_1}$ do segundo vetor de entrada, utilizando-se do produto interno entre eles:

$$\mathbf{orto}_2 = \mathbf{e}_2 - \frac{\sum(\mathbf{orto}_1 \odot \mathbf{e}_2)}{\sum(\mathbf{orto}_1 \odot \mathbf{orto}_1)} \mathbf{orto}_1. \quad (3.2)$$

Os vetores seguintes são calculados de modo semelhante, incluindo as projeções dos vetores de saída ortogonais anteriores:

$$\mathbf{orto}_n = \mathbf{e}_n - \frac{\sum(\mathbf{orto}_1 \odot \mathbf{e}_n)}{\sum(\mathbf{orto}_1 \odot \mathbf{orto}_1)} \mathbf{orto}_1 - \dots - \frac{\sum(\mathbf{orto}_{n-1} \odot \mathbf{e}_n)}{\sum(\mathbf{orto}_{n-1} \odot \mathbf{orto}_{n-1})} \mathbf{orto}_{n-1}. \quad (3.3)$$

Finalmente, os vetores ortogonalizados passam por um processo de normalização e se tornam os vetores de saída do bloco:

$$\mathbf{s}_n = \frac{\mathbf{orto}_n}{\sqrt{\sum(\mathbf{orto}_n \odot \mathbf{orto}_n)}}. \quad (3.4)$$

É importante deixar claro que, embora esse bloco de fato deixe os vetores do sinal recebido ortogonais e com mesma potência, as componentes originais do sinal transmitido continuam misturadas nas componentes do sinal recebido. A retirada dessa mistura será possível somente com o equalizador dinâmico.

3.3 Estimação e Correção Grosseira de Frequencia

As especificações da OIF (*Optical Internetworking Forum*) definem que os lasers para sistemas ópticos com espaçamento de canais de 50 GHz devem ter uma precisão de ao menos $\pm 2,5$ GHz (OIF, 2008). Dessa forma, no pior caso, o laser de transmissão e o oscilador local estarão defasados de 5 GHz. Os métodos mais precisos para estimação do desvio de frequência não são capazes de abranger um intervalo tão grande de desvio. De modo a contornar esse problema, nós aplicamos um método menos exato, mas com amplo intervalo de estimação, de modo a realizar uma estimação grosseira do desvio de frequência e, então, um algoritmo mais preciso estima o desvio de frequência residual.

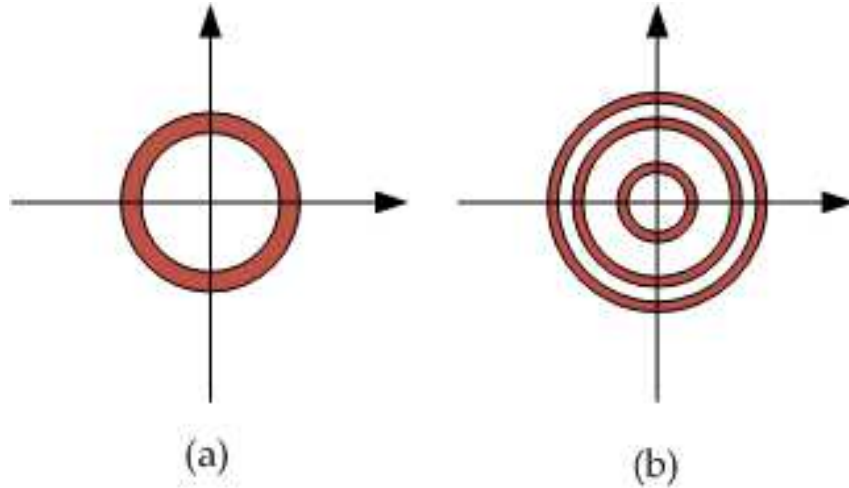


Figura 13 – Desvio de frequência para um sinal sem ruído: (a) QPSK; (b) 16QAM

A Figura 13 demonstra o efeito do desvio de frequência sobre o sinal recebido, sem ruído, para a modulação de chaveamento em quadratura de fase (QPSK - *Quadrature Phase Shift Keying*) (a) e modulação em quadratura de amplitude (16QAM - *Quadrature Phase Shift Keying*) (b). A estimação grosseira é implementada em malha aberta no domínio da frequência e se baseia no princípio de que o desvio de frequência no receptor resulta num deslocamento proporcional do espectro do sinal recebido em banda base. Essa assimetria no espectro pode ser medida através da razão entre os dois lados do espectro. Primeiro o algoritmo divide o espectro entre lado direito e esquerdo e, então, determina o desvio de frequência através da relação:

$$\Delta f = \alpha \log_{10} \left(\frac{P_+}{P_-} \right) = \alpha (\log_{10}(P_+) - \log_{10}(P_-)) \quad (3.5)$$

onde P_+ e P_- correspondem às potências do lado direito e esquerdo, respectivamente, e α é um fator de escala medido empiricamente e dependente do formato do filtro passa-baixa do receptor. De posse dessa estimativa, o CGF aplica a correção de frequência no vetor de dados recebidos.

3.4 Estimador de Dispersão Cromática

O estimador de dispersão cromática é o bloco responsável por determinar os coeficientes do filtro do equalizador estático que serão utilizados para compensar a dispersão cromática. O algoritmo executa uma varredura de possíveis valores de dispersão cromática e calcula, para cada valor, quais seriam os coeficientes do filtro compensador de dispersão, o resultado da compensação e a variância do valor da função de Gardner após a compensação (GARDNER, 1986). Essa implementação decorre do fato de que o algoritmo de recuperação de relógio precisa que a dispersão cromática esteja devidamente compensada

para produzir uma estimativa correta de amostragem, portanto, quanto menor for a sua variância, mais próximo estamos de um sinal livre de dispersão cromática.

O cálculo do filtro compensador de dispersão cromática $H(\omega)$ no domínio da frequência é baseado na seguinte equação:

$$H(\omega) = \exp \left\{ j \frac{1}{2} \frac{DL\lambda^2}{(2\pi c)} \omega^2 \right\}, \quad (3.6)$$

onde D é o parâmetro de dispersão do enlace de fibra, L é o comprimento do enlace, λ é o comprimento de onda, c é a velocidade da luz no vácuo e ω é a frequência angular discreta, dependente do tempo de amostragem e do índice normalizado para o cálculo da transformada rápida de Fourier (FFT - *Fast Fourier Transform*). Essa relação entre a frequência angular discreta, tempo de amostragem e índice normalizado é dada pela equação:

$$\omega = \frac{2\pi}{T_{sa}} r, \quad (3.7)$$

sendo r o índice normalizado para o cálculo da FFT, que no nosso caso é dado por:

$$r = (-2^{-1}) : 2^{-13} : (2^{-1} - 2^{-13}), \quad (3.8)$$

onde $2^{13} = 8192$ é o número de coeficientes do filtro e também o tamanho da FFT.

Dessa forma, o algoritmo varia os valores do produto DL por um determinado intervalo e sob um determinado passo. Para cada um desses valores, teremos um conjunto de coeficientes H_i , cada conjunto produzindo uma saída segundo a relação:

$$\vec{s}_I = [s_0 s_0 \dots s_{8191}] = ifft\{H_i(\omega)fft(\vec{e})\}, \quad (3.9)$$

onde $fft()$ e $ifft()$ são respectivamente a transformada rápida de Fourier e a transformada rápida inversa de Fourier.

A função de Gardner é dada pela equação:

$$g = x_{k-1}(x_k - x_{k-2}), \quad (3.10)$$

onde x_k é a k -ésima amostra discreta no tempo. Utilizando essa função de Gardner com a norma dos elementos de saída do sinal filtrado, temos:

$$g = \|s_{k-1}\|^2(\|s_k\|^2 - \|s_{k-2}\|^2), \quad (3.11)$$

onde $\|\cdot\|$ é a norma euclidiana e s_k é o k -ésimo elemento do vetor de saída do sinal filtrado com os coeficientes $H_i(\omega)$. Dessa forma, calculamos a variância da função g sobre todos os conjuntos de coeficientes testados $H_i(\omega)$ e o produto DL escolhido é tal que produz a mínima variância:

$$\min(\sigma_i^2) = \text{var}(g_i) = E[(g_i)^2] - (E[g_i])^2, \quad (3.12)$$

onde $\text{var}(\cdot)$ é a variância e $E[\cdot]$ é a esperança.

Finalmente, o conjunto de coeficiente $H(\omega)$ escolhido é utilizado pelo bloco Equalizador Estático para realizar a compensação de dispersão cromática.

3.5 Equalizador Estático

Conforme mencionado na sessão 2.3.2, a dispersão cromática é o fenômeno em que diferentes componentes espectrais do sinal óptico têm velocidades de propagação distintas, o que provoca o alargamento dos pulsos transmitidos (AGRAWAL, 1997). Os pulsos passam então a interferir um nos outros, provocando interferência intersimbólica. Se não compensada, essa interferência limita a transmissão a poucas dezenas de quilômetros, se tornando impraticável para altas taxas de transmissão de símbolos.

A dispersão cromática (CD - *Chromatic Dispersion*) pode ser compensada no domínio óptico com a utilização de trechos de fibra com dispersão negativa, ou através de grades de Bragg. A compensação por fibra, no entanto, provoca uma alta perda de potência óptica, aumentando assim a necessidade de amplificadores, além de estarem associados com o aumento de efeitos não lineares. Já a utilização de grades de Bragg se torna extremamente complicada quando desejamos abranger uma banda larga, ou seja, sua aplicação é limitada no contexto de transmissões WDM. A compensação no domínio digital se torna então uma alternativa interessante, mesmo aumentando a complexidade do receptor (SAVORY, 2008). Veremos também no capítulo 4 que a compensação dos efeitos não lineares está intimamente ligada à compensação de dispersão cromática.

Devido ao fato da CD não ser um efeito variante no tempo, utilizamos um equalizador estático para compensá-la. Os coeficientes do filtro compensador de CD são fornecidos pelo Estimador de Dispersão Cromática descrito na sessão 3.4. Dessa forma, realizamos a equalização no domínio da frequência e, para isso, o sinal de entrada é inicialmente dividido em blocos de símbolos de tamanho igual ao número de coeficientes do filtro. Cada bloco é então levado ao domínio da frequência através da transformada rápida de Fourier, multiplicam-se as amostras uma a uma pelos coeficientes do filtro e, então, realizamos a transformada rápida inversa de Fourier, de modo a termos o sinal de saída novamente no domínio do tempo, conforme descrito pela equação (3.9).

A equalização por blocos deve ter o mesmo resultado que a equalização do sinal inteiro e, para isso, devemos fazer uma superposição dos blocos (KUDO *et al.*, 2009). Cada bloco de N símbolos (sendo N igual ao número de coeficientes do filtro equalizador) tem um conjunto N_s de símbolos superpostos. Desse modo, ao final da equalização de cada bloco, os N_s símbolos iniciais e finais de cada bloco são cortados e somente os $N_r = N - 2N_s$ símbolos restantes são extraídos, de modo a compor o sinal equalizado. Esse processo está descrito na Figura 14 e é chamado de Procedimento de Superposição e Soma (*Overlap-and-add*).

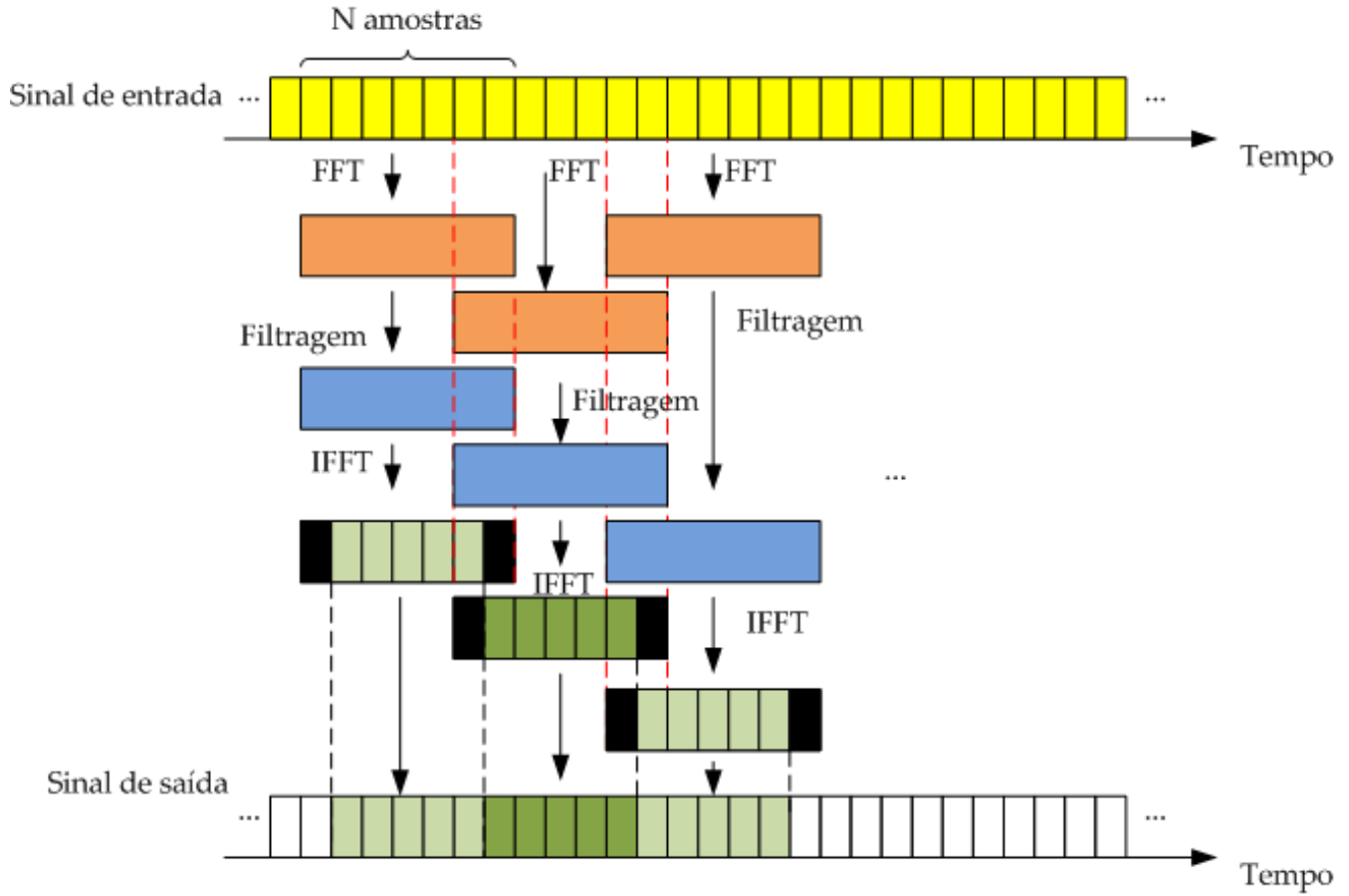


Figura 14 – Procedimento de Superposição e Soma

O número de símbolos superpostos N_s deve ser tal que permita eliminar a interferência interblocos e deve obedecer a seguinte relação:

$$N_s > \frac{cDLF_s f_{max}}{f_c^2}, \quad (3.13)$$

onde F_s é a frequência de amostragem do CAD, f_{max} corresponde à metade da banda do sinal transmitido e f_c é a frequência central do sinal. Pela equação (3.13) é perceptível que, quando o sinal tiver um desvio de frequência correspondente à discrepância entre as frequências do laser transmissor e do oscilador local, a distribuição do sinal sofre um

deslocamento em banda-base e, portanto, esse valor de desvio de frequência deve ser acrescido ao valor de f_{max} . Na prática, N_s é fixado num valor de modo a atender os piores casos.

3.6 Recuperação de Relógio

Sistemas de comunicação coerentes exigem uma sincronização de relógio entre o transmissor e o receptor. Dessa forma, métodos para a recuperação do tempo de símbolo são essenciais para o processamento digital de sinais ópticos para a detecção eficiente do sinal transmitido (SAVORY, 2008). Portanto, o algoritmo de recuperação de relógio deve prover a frequência de amostragem correta para os símbolos.

Existem dois tipos de algoritmos de recuperação do tempo de símbolo: aqueles que são auxiliados por dados (DA - *Data-Aided*) (MUELLER; MÜLLER, 1976) e os não auxiliados por dados (NDA - *Non-Data-Aided*) (GARDNER, 1986). A tendência atual de algoritmos para a transmissão em altas taxas é de algoritmos NDA, que não necessitam de sequências de treinamento. Já quanto ao tipo de amostragem, as técnicas de recuperação de temporização podem ser síncronas, quando a amostragem do sinal recebido feita pelo CAD tem uma taxa que é múltipla inteira da taxa de símbolos, ou assíncrona, quando a taxa de amostragem não está relacionada à taxa de símbolos e é fixa, admitindo-se desvios de relógio. A maior vantagem da amostragem assíncrona é a diminuição do custo que seria destinado a CAD controláveis, que são mais caros, além de permitir uma sincronização totalmente digital dos símbolos.

A utilização da amostragem assíncrona exige o uso de um interpolador. O interpolador é capaz de calcular valores intermediários para as amostras de sinais recebidas, de modo a corrigir, com o controle adequado, o período e o tempo inicial de amostragem. Para o controle desse interpolador, existem métodos presentes na literatura tanto em malha aberta como em malha fechada. Os sistemas existentes em malha aberta exigem uma amostragem de, no mínimo, quatro amostras por símbolo; entretanto, para altas taxas de transmissão, não existem ADC's capazes de realizar a taxa de amostragem necessária. Sendo assim, o método escolhido para realizar a recuperação de relógio é uma variação do algoritmo de Gardner, que é NDA, assíncrono e de malha fechada.

3.6.1 Algoritmo de Gardner para Sincronização de Símbolo

O algoritmo de Gardner foi proposto em sua forma original em 1986 (GARDNER, 1986). O algoritmo é de malha fechada, como dito anteriormente, e tem a enorme vantagem de necessitar apenas de duas amostras por símbolo para a estimação do erro de sincronização. Esse fato resulta em um baixo esforço computacional e, mais que isso, possibilita a sua utilização mesmo em taxas muito altas, quando os ADCs não são capazes

de amostrar a três ou mais amostras por símbolo. Devido à necessidade de processamento em alta velocidade, o algoritmo neste trabalho foi modificado para implementar a paralelização dos dados processados. A Figura 15 apresenta o esquema de blocos das operações realizadas pelo algoritmo de recuperação de relógio.

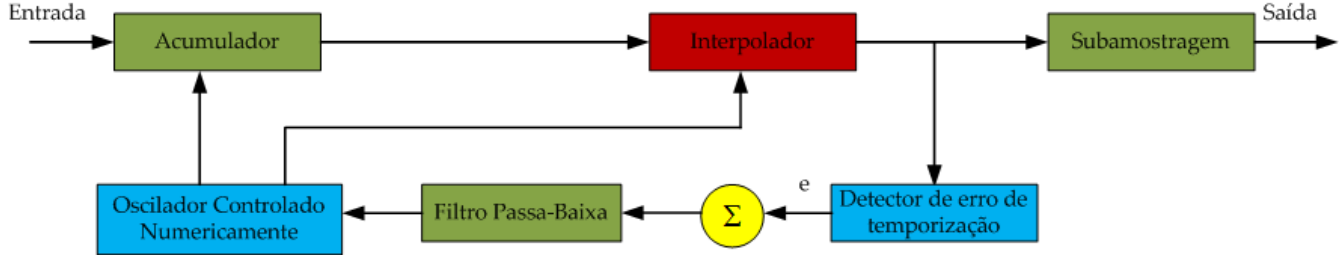


Figura 15 – Algoritmo de Gardner Modificado

Após a compensação de dispersão cromática realizada pelo equalizador estático descrito na sessão 3.5, o sinal equalizado é acumulado num registrador na entrada do módulo de recuperação de relógio. Esse acumulador tem a função tanto de suportar a funcionalidade do paralelismo, necessária para a implementação do conjunto de algoritmos em hardware, como de evitar a resincronização de dados, provendo ao interpolador a quantidade correta e suficiente para a geração do sinal de realimentação.

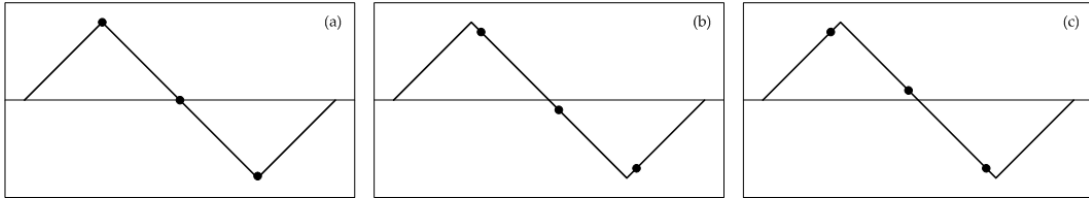


Figura 16 – Erros em instantes de amostragem. (a) correto; (b) atrasado; (c) adiantado

O processo de interpolação gera amostras extras entre aquelas que foram realmente amostradas (e em seguida equalizadas pelo Equalizador Estático) pelo ADC. É através dessas amostras intermediárias que o interpolador ajusta o tempo e fase de amostragem do receptor. O Detector de erro de temporização utiliza o critério de Gardner na saída do interpolador. Três situações distintas de amostragem estão demonstradas na Figura 16.

Utilizando a função de erro de Gardner, dada pela equação (3.12), nos exemplos mostrados na Figura 16, nós temos em (a) o tempo de amostragem correto:

$$e = x_{k-1}(x_k - x_{k-2}) = 0 \times (-1 - 1) = 0 \quad (3.14)$$

Em (b) nós temos um tempo de amostragem atrasado:

$$e = x_{k-1}(x_k - x_{k-2}) = -0.2 \times (-0.8 - 0.8) = 0.32 > 0 \quad (3.15)$$

Em (c) nós temos um tempo de amostragem adiantado:

$$e = x_{k-1}(x_k - x_{k-2}) = 0.2 \times (-0.8 - 0.8) = -0.32 < 0 \quad (3.16)$$

Numa implementação paralelizada, temos N valores de erro e , sendo N a quantidade de amostras na paralelização que então somamos para obter um valor único para aquele bloco de amostras. O sinal de erro é então filtrado por um filtro passa-baixa para reduzir o ruído de estimação.

Por fim, o Oscilador Controlado Numericamente é responsável por calcular a temporização estimada, cujo valor é realimentado para o acumulador. Se o erro de relógio é superior a um tempo de símbolo, o acumulador translada duas amostras para frente ou para trás, se o erro for positivo ou negativo, respectivamente. O tempo de relógio estimado é também realimentado para atualizar os coeficientes do interpolador.

3.7 Demultiplexação de Polarização e Equalização Dinâmica

Em sistemas com diversidade de polarização, como o sistema considerado neste trabalho, a informação que se deseja transmitir é enviada nas duas polarizações ortogonais do campo óptico, denominadas aqui de X e Y. Entretanto, o sinal sofre, ao longo da sua transmissão, rotações e dispersões dependentes de polarização, provocando um estado de polarização variante no tempo e levando, finalmente, a um sinal recebido em que cada polarização é uma combinação linear das duas polarizações originais.

A equalização dinâmica utiliza um filtro digital adaptativo que pretende inverter a resposta do canal de comunicação. Por sua natureza adaptativa, esse tipo de filtragem é ideal para compensar os efeitos degradantes variantes no tempo do canal óptico. A equalização dinâmica, nesse caso, precisa trabalhar no modo MIMO 2x2, de modo a separar a mistura temporal das polarizações X e Y, gerando sinais independentes, além de ter ordem elevada o suficiente para compensar os efeitos intertemporais da PMD, por exemplo. Desse modo, a estrutura de demultiplexação de polarização da equalização dinâmica deve tomar a forma de 4 filtros FIR complexos, com duas entradas e duas saídas.

Os principais efeitos que esse bloco de equalização dinâmica pretende compensar são: a PMD, efeito mais danoso da fibra após a eliminação da CD; a CD, cuja a maior parte é compensada no equalizador estático descrito na sessão 3.5, restando somente a chamada "CD residual"; e a dispersão resultante das filtragens ópticas e elétricas, provocadas por componentes tanto do transmissor como do receptor coerente; além de realizar filtragem que maximize a relação sinal-ruído, e.g., filtro casado.

No esquema descrito na Figura 11, o bloco ED (Equalizador Dinâmico) compreende somente a estrutura de filtros FIR responsáveis pela equalização. No entanto é o bloco

AC (Adaptador de Coeficientes) que atualiza os coeficientes dos filtros utilizados no ED.

Existem diversas formas de se realizar essa atualização de coeficientes na literatura; sendo uma delas o algoritmo de módulo constante (CMA - *Constant Modulus Algorithm*). O CMA é um algoritmo cego e não auxiliado por dados que não considera a fase do sinal, apresentando assim alta robustez ao ruído de fase e ao desvio de frequência, além de uma alta tolerância a ruído (SAVORY, 2008). Esse algoritmo leva em consideração o fato de que formatos de modulação em fase apresentam módulo constante e, portanto, sua função custo é minimizada à medida que o sinal converge para ter amplitude estável. Por sua natureza de levar o sinal ao módulo constante, o CMA pode não ser indicado para formatos de modulação mais elevados como o 16QAM ou 64QAM, cujos pontos da constelação possuem diferentes amplitudes.

Esse fato pode ser contornado com o algoritmo de equalizador direcionado ao raio (RDE - *Radius Directed Equalizer*), que é basicamente uma adaptação do CMA para comportar a situação de vários raios de decisão (FATADIN; SAVORY, 2010). Ele é, portanto, também NDA e insensível à fase, mas ele é direcionado à decisão, pois é preciso fazer uma escolha de para qual raio determinado símbolo do sinal recebido deverá convergir. É, portanto, mais intolerante ao ruído, sendo recomendável a utilização do CMA como algoritmo de pré-equalização para então se utilizar o RDE. Baseado na região onde o símbolo se encontra, decide-se por qual raio ele deverá convergir e utiliza-se uma função custo semelhante à do CMA, visando esse raio determinado.

Uma terceira alternativa é o algoritmo de mínima média quadrática direcionado à decisão (DD-LMS - *Decision Directed Least Mean Square*) (HAYKIN, 2008). Esse algoritmo apresenta uma velocidade de convergência superior ao CMA e ao RDE, assim como um menor índice de perda de sincronismo; no entanto, o DD-LMS não é insensível à fase e tenta equalizá-la também, mas na presença de alto ruído de fase e, principalmente, de desvio de frequência, a rotação de fase pode ser rápida demais para o algoritmo acompanhar, atrapalhando a sua convergência. Portanto é necessária uma compensação do desvio de frequência e uma diminuição no ruído de fase para que o algoritmo se comporte devidamente. É por isso que, na figura 11, o bloco descrevendo o DD-LMS engloba também a compensação fina do ruído de frequência e o equalizador da fase, blocos que serão descritos nas próximas sessões e alimentam o bloco AC para a correta adaptação dos filtros utilizados no ED. Portanto, apesar de adicionar uma complexidade extra no sistema devido à necessidade de realimentação de outros blocos, o DD-LMS é o algoritmo escolhido para esse sistema devido às suas características superiores de equalização.

Na continuidade desta seção, apresentaremos com mais detalhes os algoritmos CMA, RDE e DD-LMS, sendo que, para este último, abordaremos sua interação conjunta com os blocos de compensação fina do desvio de frequência e de equalização do ruído de fase.

3.7.1 Algoritmo de Módulo Constante (CMA)

O CMA utiliza o critério de módulo constante para equalizar o sinal recebido. Esse fato é verdadeiro para sistemas de modulação em fase como o QPSK, por exemplo, mas é ainda interessante observar que, em diversos casos, o CMA é capaz de equalizar formatos de modulação que possuem vários níveis, como o 16QAM, e é, portanto, utilizado como algoritmo de pré-compensação para esses formatos de modulação. Considerando este critério, as funções que estimam o sinal de erro para cada formato de polarização são definidas da seguinte forma:

$$\mathbf{e}_X[n] = |\mathbf{s}_X[n]|^2 - R_X, \quad (3.17)$$

$$\mathbf{e}_Y[n] = |\mathbf{s}_Y[n]|^2 - R_Y, \quad (3.18)$$

onde $\mathbf{e}_{X/Y}[n]$ é a estimativa do sinal de erro, $\mathbf{s}_{X/Y}[n]$ é o sinal de saída equalizado e $R_{X/Y}$ é o módulo médio do sinal de entrada, respectivamente para as polarizações X e Y. As saídas $\mathbf{s}_{X/Y}[n]$ são calculadas a partir da convolução discreta dos coeficientes do filtro FIR com os sinais de entrada através de:

$$\mathbf{s}_X[n] = \sum_{1 \leq i \leq I} h_{XX}(n, i) \mathbf{e}_X(n - i + 1) + h_{XY}(n, i) \mathbf{e}_Y(n - i + 1), \quad (3.19)$$

$$\mathbf{s}_Y[n] = \sum_{1 \leq i \leq I} h_{YX}(n, i) \mathbf{e}_X(n - i + 1) + h_{YY}(n, i) \mathbf{e}_Y(n - i + 1), \quad (3.20)$$

em que I é a ordem do filtro FIR e $\mathbf{e}_X$ e $\mathbf{e}_Y$ são, respectivamente, os sinais de entrada nas polarizações X e Y. As equações (3.19) e (3.20) podem ser alternativamente escritas na forma matricial:

$$\mathbf{s}_X[n] = H_{XX}(n) \mathbf{e}_X^T(n) + H_{XY}(n) \mathbf{e}_Y^T(n), \quad (3.21)$$

$$\mathbf{s}_Y[n] = H_{YX}(n) \mathbf{e}_X^T(n) + H_{YY}(n) \mathbf{e}_Y^T(n), \quad (3.22)$$

onde T indica a matriz transposta dos sinais de entrada. O CMA utiliza o método do gradiente descendente estocástico para a atualização dos coeficientes do filtro levando em consideração o critério de módulo constante, o que pode ser traduzido nas expressões:

$$H_{XX}(n + 1) = H_{XX}(n) - \mu G_{XX}(n), \quad (3.23)$$

$$H_{XY}(n+1) = H_{XY}(n) - \mu G_{XY}(n), \quad (3.24)$$

$$H_{YX}(n+1) = H_{YX}(n) - \mu G_{YX}(n), \quad (3.25)$$

$$H_{YY}(n+1) = H_{YY}(n) - \mu G_{YY}(n), \quad (3.26)$$

onde μ é o passo de adaptação e as matrizes G_{XX} , G_{XY} , G_{YX} e G_{YY} são os gradientes da função custo do CMA, dados por:

$$G_{XX}(n+1) = \mathbf{e}_X(n+i)\mathbf{s}_X(n+i)\mathbf{e}_X^*(n+i), \quad (3.27)$$

$$G_{XY}(n+1) = \mathbf{e}_X(n+i)\mathbf{s}_X(n+i)\mathbf{e}_Y^*(n+i), \quad (3.28)$$

$$G_{YX}(n+1) = \mathbf{e}_Y(n+i)\mathbf{s}_Y(n+i)\mathbf{e}_X^*(n+i), \quad (3.29)$$

$$G_{YY}(n+1) = \mathbf{e}_Y(n+i)\mathbf{s}_Y(n+i)\mathbf{e}_Y^*(n+i), \quad (3.30)$$

onde $*$ indica o complexo conjugado. Pelo seu princípio de funcionamento, o CMA é insensível à fase e o sinal de saída $\mathbf{s}_X$ apresenta fase arbitrária devido ao ruído de fase dos lasers e do desvio de frequência. Por esse motivo, é essencial que se tenha em seguida algoritmos de recuperação da portadora para a correta identificação dos símbolos.

A Figura 17 apresenta o diagrama funcional do seu modo de operação, no qual o cálculo do gradiente e a atualização dos coeficientes são realizadas pelo algoritmo CMA, conforme descrito pelas fórmulas (3.27) a (3.30).

3.7.2 Equalizador Direcionado ao Raio (RDE)

Como dito anteriormente, a idéia de base do RDE consiste em estender o CMA para o caso de formatos de modulação com vários níveis de amplitude. No caso do 16QAM, por exemplo, temos três possíveis raios para os quais os símbolos devem convergir. Na Figura 18 estão demonstrados os raios dos símbolos para o formato QPSK (a) e para o 16QAM (b). O RDE precisa então decidir para qual raio determinada amostra recebida pertence, para então utilizar o critério semelhante ao do CMA para fazer com que o sinal de saída convirja para este raio.

A decisão tomada pelo RDE é baseada em qual região da constelação a amostra recebida se encontra. Temos então três regiões de decisão (SAVORY, 2008), delimitadas

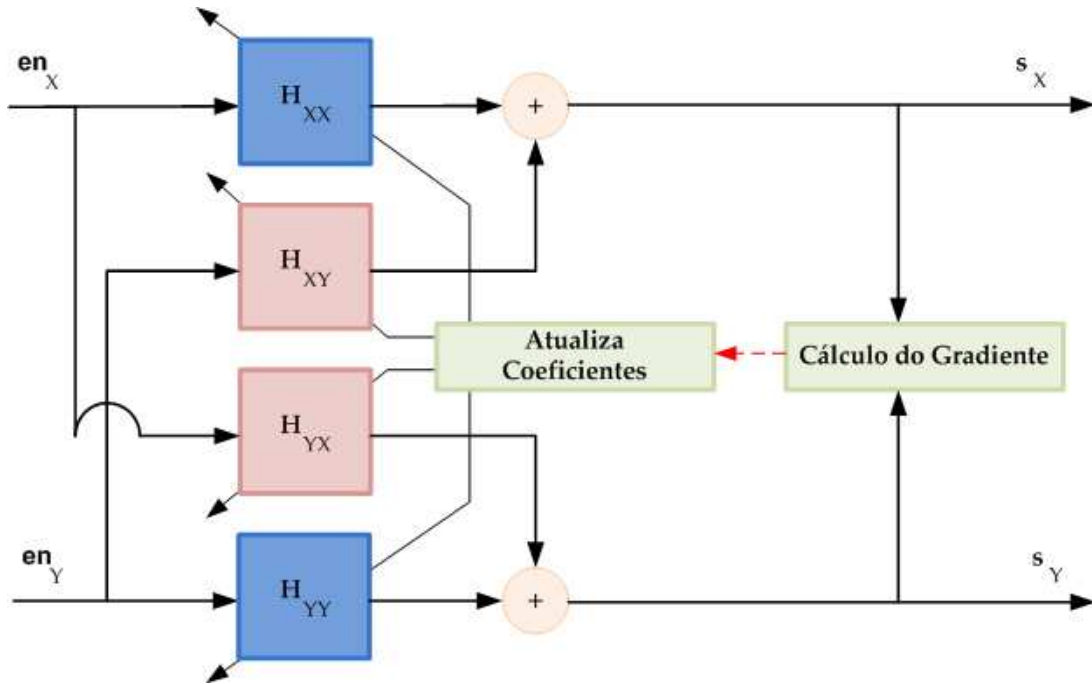


Figura 17 – Diagrama Funcional do CMA

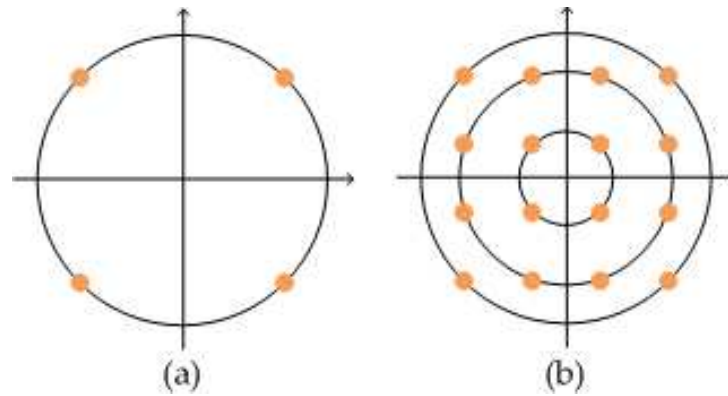


Figura 18 – Níveis dos Símbolos: (a) QPSK; (b) 16QAM

por duas circunferências de raios de tamanho intermediário entre os raios da circunferência mais interna e intermediária de símbolos e da circunferência intermediária e mais externa, respectivamente, como pode ser verificado na Figura 19.

A sinal de erro do RDE é, então, dependente da decisão de a qual região o símbolo pertence e então leva-se em consideração o módulo dos símbolos daquela região para o cálculo. Este cálculo está descrito nas equações (3.31) e (3.32) para as polarizações X e Y, respectivamente.

$$e_X[n] = \begin{cases} |s_X[n]|^2 - R_1 & \text{se } s_X[n] \in \text{Região 1} \\ |s_X[n]|^2 - R_2 & \text{se } s_X[n] \in \text{Região 2} \\ |s_X[n]|^2 - R_3 & \text{se } s_X[n] \in \text{Região 3} \end{cases} \quad (3.31)$$

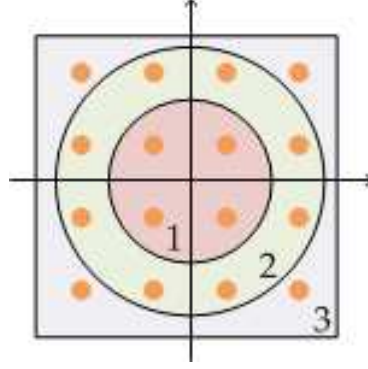


Figura 19 – Regiões de decisão 16QAM

$$\mathbf{e}_Y[n] = \begin{cases} |\mathbf{s}_Y[n]|^2 - R_1 & \text{se } \mathbf{s}_Y[n] \in \text{Região 1} \\ |\mathbf{s}_Y[n]|^2 - R_2 & \text{se } \mathbf{s}_Y[n] \in \text{Região 2} \\ |\mathbf{s}_Y[n]|^2 - R_3 & \text{se } \mathbf{s}_Y[n] \in \text{Região 3.} \end{cases} \quad (3.32)$$

$$\phi_I = (RF_I + V_{\pi I}) \times \frac{\pi}{V_{\pi I}} \quad (3.33)$$

$$\text{OpticalSignal} = \text{IFFT}(\text{ModulatorFilter} \times \text{WaveShaperFilter} \times \text{FFT}(E_{OUT})) \quad (3.34)$$

$$E_{OUT} = 10^{\frac{-LL}{20}} \times E_{IN} \times \left(\left(-\sin \frac{\phi_I}{2} + \left(1j * \frac{1}{\sqrt{\text{ExtRat}_I}} \right) \times \cos \frac{\phi_I}{2} \right) + \right. \\ \left. + 1j * \left(-\sin \frac{\phi_Q}{2} + \left(1j * \frac{1}{\sqrt{\text{ExtRat}_Q}} \right) \times \cos \frac{\phi_Q}{2} \right) \right) \quad (3.35)$$

Após a determinação da função de custo, calculam-se os gradientes de forma idêntica à do CMA. Na Figura 20 temos o Diagrama Funcional do RDE, operando na configuração MIMO 2x2. Por se tratar de um algoritmo direcionado à decisão, e, portanto, dependente da qualidade dos dados recebidos, é recomendável a utilização de um CMA para a pré-convergência dos dados. Uma forma de se implementar isto é considerar que todos os símbolos encontram-se inicialmente na região 2.

3.7.3 Algoritmo de Mínima Média Quadrática Direcionado à Decisão (DD-LMS)

Este algoritmo apresenta um desempenho superior ao CMA e ao RDE, no sentido de que apresenta maior velocidade de convergência e menor índice de perda de fontes. Ele

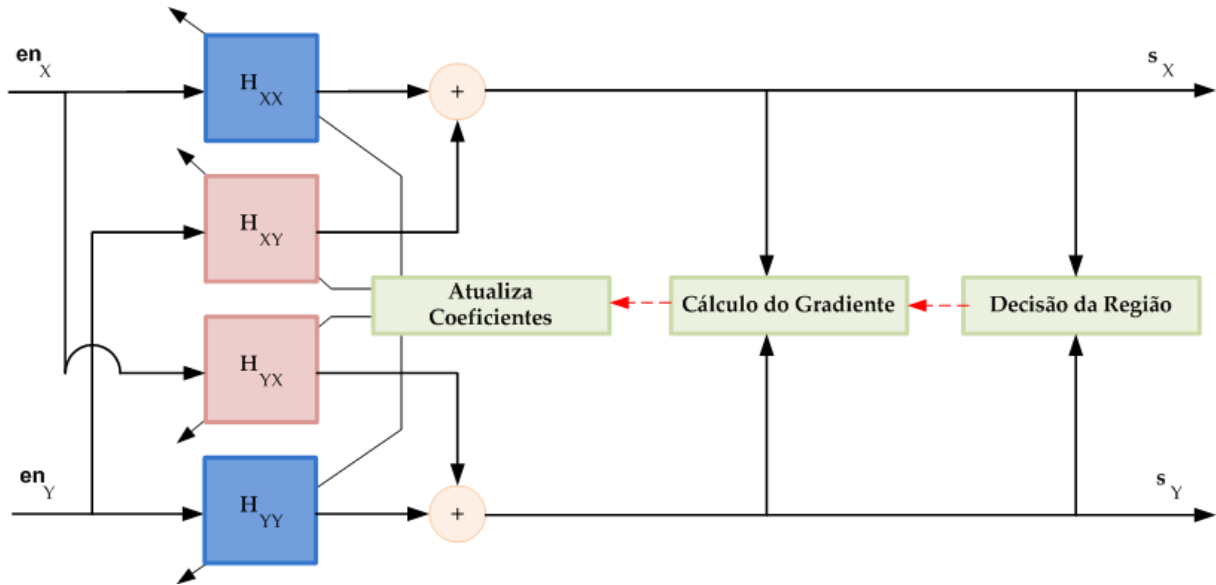


Figura 20 – Diagrama Funcional do RDE

é, portanto, o escolhido para fazer parte do conjunto de algoritmos lineares deste trabalho. No entanto, por ser direcionado à decisão, assim como o RDE, este algoritmo necessita do CMA para realizar a pré-convergência.

De modo similar ao RDE, o DD-LMS também apresenta um decisor, mas, no lugar de decidir a qual raio a amostra do sinal pertence, neste caso a decisão é para um dos símbolos possíveis do formato de modulação do sinal transmitido. O algoritmo tenta então minimizar o erro quadrático médio entre o sinal recebido e o símbolo decidido. Em outras palavras, o algoritmo ajusta o sinal recebido para que ele tenha a mínima distância euclidiana possível para decisão realizada. A Figura 21 mostra as regiões de decisão em que o sinal amostrado recebido pode se encontrar e o símbolo da constelação para o qual ele será direcionado.

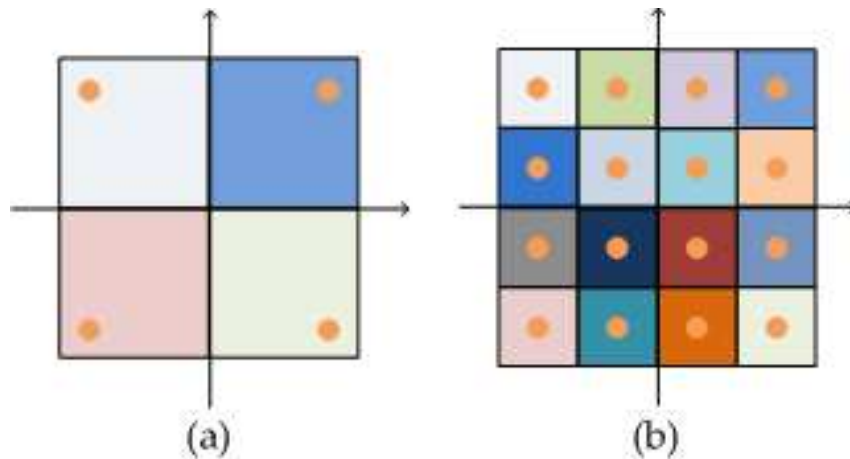


Figura 21 – Regiões de Decisão para o DD-LMS: (a) QPSK; (b) 16QAM

Por esse critério, é fácil perceber que não podemos ter um descasamento de frequência e de fase do sinal com o oscilador, do contrário a constelação recebida estaria rotacionando com o tempo, o que provocaria decisões errôneas do DD-LMS, afetando a sua convergência. Por esse motivo, precisamos garantir a correção da dissonância de frequência e do ruído de fase após a ação do equalizador e então realimentá-lo com essas informações, tornando-o insensível à fase do sinal. Dessa forma, as funções custo para as duas polarizações a serem minimizadas são dadas por:

$$\mathbf{e}_X[n] = \mathbf{s}_X[n] - \mathbf{s}_{dec,X}[n] \exp(j(n\Delta f_{DFE}[n] + \phi_{PE}[n])) \quad (3.36)$$

$$\mathbf{e}_Y[n] = \mathbf{s}_Y[n] - \mathbf{s}_{dec,Y}[n] \exp(j(n\Delta f_{DFE}[n] + \phi_{PE}[n])) \quad (3.37)$$

onde $\mathbf{s}_{dec,X}[n]$ e $\mathbf{s}_{dec,Y}[n]$ são os sinais de saída após a decisão das polarizações X e Y, respectivamente; Δf_{DFE} é o desvio de frequência estimado e ϕ_{PE} é o ruído de fase estimado. Os gradientes do algoritmo são calculados por:

$$G_{XX}(n+1) = \mathbf{e}_X(n+i) \mathbf{e}_X^*(n+i) \quad (3.38)$$

$$G_{XY}(n+1) = \mathbf{e}_X(n+i) \mathbf{e}_Y^*(n+i) \quad (3.39)$$

$$G_{YX}(n+1) = \mathbf{e}_Y(n+i) \mathbf{e}_X^*(n+i) \quad (3.40)$$

$$G_{YY}(n+1) = \mathbf{e}_Y(n+i) \mathbf{e}_Y^*(n+i) \quad (3.41)$$

A Figura 22 demonstra um diagrama funcional do algoritmo DD-LMS com realimentação de fase.

Concluimos então a etapa da equalização dinâmica e passamos à recuperação da portadora, responsável por equalizar o desvio de frequência entre o sinal e o oscilador local e por compensar o ruído de fase provocado pela largura de linha dos lasers.

3.8 Estimação e Correção do Desvio de Frequência

Na sessão 2.2 descrevemos o funcionamento do receptor intrádino, que tem a frequência do oscilador local tão próxima quanto possível daquela do laser transmissor do sinal, sem haver o travamento de suas frequências. A consequência disso é a presença de imperfeições no batimento do sinal, o que faz com que o sinal recebido tenha uma

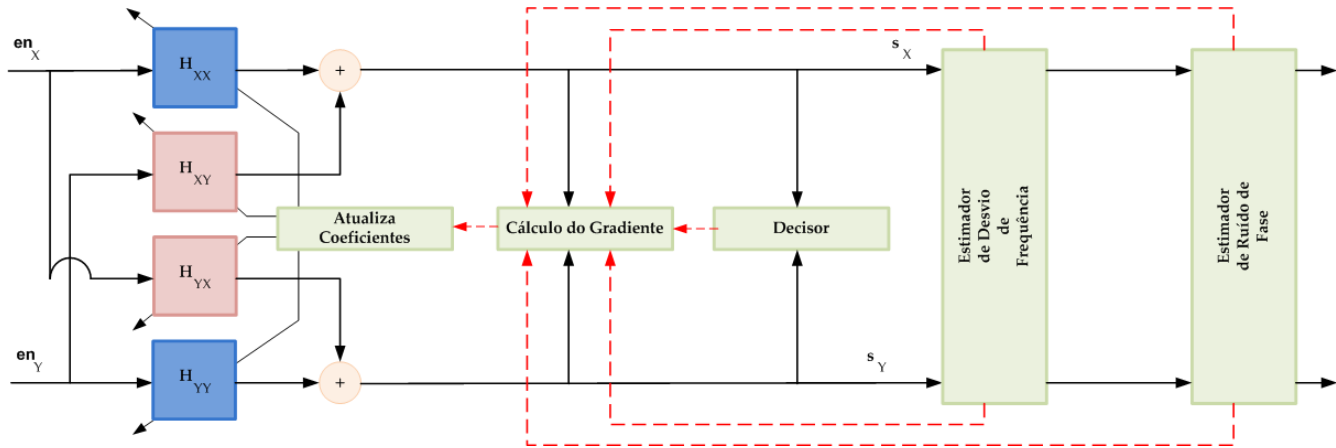


Figura 22 – Diagrama Funcional do DD-LMS

característica de desvio de frequência, que provoca a rotação da sua constelação com o tempo. Seguindo a sequência de algoritmos utilizados nesse trabalho, parte desse desvio já foi compensado com o corretor grosseiro de frequência, descrito na sessão 3.3, com o intuito de possibilitar ao algoritmo descrito nesta sessão a compensação de todo o desvio residual. A localização deste algoritmo no fluxo de equalização linear também não é casual: os algoritmos que compensam o ruído de fase da largura de linha dos lasers são intolerantes ao desvio de frequência, portanto, ele precisa ser compensado antes dessa etapa. Esse algoritmo ainda realimenta o cálculo do gradiente do DD-LMS, descrito na sessão 3.7.3.

O bloco de Estimador de Frequência (EF) realiza o algoritmo da m -ésima potência no domínio da frequência, um algoritmo não-supervisionado que é adequado para QPSK e 16QAM e presume que o sinal de entrada esteja a uma amostra por símbolo e corrompido somente por desvio de frequência, ruído de fase e ruído branco gaussiano (VITERBI, 1983). Esse bloco atua conjuntamente ao bloco de correção fina do desvio da frequência (CF), que se utiliza da estimativa do EF para realizar a correção no conjunto de dados. Eles estão relacionados na forma de realimentação, isto é, a estimativa do desvio de frequência é realizada após a correção. Esta técnica permite a sub-amostragem dinâmica do vetor de entrada, que proporciona um aumento de precisão ao custo da diminuição dos limites possíveis de compensação. Essa relação está demonstrada na Figura 23.

O algoritmo inicia com a elevação do sinal à m -ésima potência, com o intuito de se retirar do sinal a informação dependente do formato de modulação. Nos casos dos formatos QPSK e 16QAM, M tem o seu valor igual a quatro. A Figura 24 mostra o efeito da elevação à m -ésima potência nas constelações QPSK (a) e 16QAM (b). Podemos perceber que, no caso QPSK, toda a informação no sinal é de fato retirada, mas, no caso do 16QAM, ainda resta alguma informação relacionada aos símbolos do raio intermediário. Para todos os efeitos, consideramos o losango verde pequeno o suficiente para ser considerado um ponto,

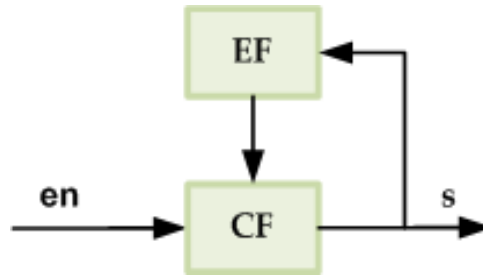


Figura 23 – Relação entre o Estimador e o Corretor Fino de Desvio de Frequência

como no caso QPSK, para efeitos da estimação do desvio de frequência.

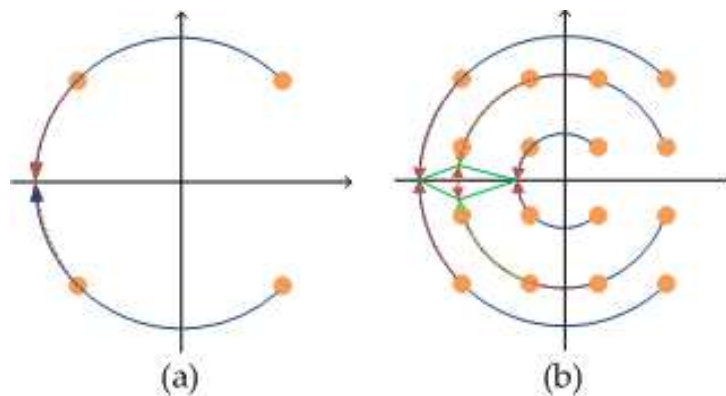


Figura 24 – Efeito da m-ésima potência em (a) QPSK; (b) 16QAM

Após a elevação à m-ésima potência, o ponto mapeado rotaciona com uma velocidade angular dada pela expressão:

$$\omega = 2\pi M \Delta f \quad (3.42)$$

onde Δf é o desvio de frequência. Essa informação do desvio da frequência pode então ser visualizada no domínio da frequência; aplicamos uma FFT no sinal resultante da elevação à m-ésima potência e temos um pico deslocado do centro do espectro, equivalente ao desvio de frequência.

É possível melhorar a resolução aumentando-se a ordem da FFT utilizada, mas isso gera um alto custo computacional excedente. Outra opção é utilizarmos o sinal de entrada sub-amostrado, com o custo de se reduzir o alcance da estimação. Essa situação pode ser otimizada com o esquema de realimentação apresentado na Figura 23: as primeiras estimativas podem ser feitas sem a sub-amostragem, para ter o maior alcance; em seguida, passamos a sub-amostrar o sinal para ter melhor precisão, dado que o desvio já se encontra num alcance reduzido.

A rotação na polarização causa uma rotação de fase, δ , entre amostras sucessivas,

dada por:

$$\delta = 2\pi\Delta fT \quad (3.43)$$

sendo T o tempo entre duas amostras. Portanto, após a estimação de Δf e com o conhecimento de T , podemos corrigir o desvio de frequência simplesmente provocando uma rotação de fase igual a $-\delta$ entre cada amostra consecutiva.

3.9 Estimação e Correção do Ruído de Fase

O ruído de fase provocado pela largura de linha dos lasers é um grande limitante das comunicações ópticas coerentes, pois, em altas taxas, o conceito clássico de malha de captura de fase óptica (OPLL - *Optical Phase Locked Loop*) se torna extremamente difícil de se realizar na prática (IP; KAHN, 2007). Isso se deve à instabilidade do OPLL, devido a atrasos no laço de realimentação, onde mesmo que o circuito seja projetado para ter poucos períodos de símbolo de atraso, o OPLL ainda estaria muito limitado pela largura de linha dos lasers. Desta maneira, é preferível a utilização de algoritmos digitais para a compensação do ruído de fase.

O bloco Estimador de Fase (EP) é responsável por realizar a estimação e correção de erros de fase utilizando, neste trabalho, o algoritmo de Procura Cega de Fase (BPS - *Blind Phase Search*) (PFAU *et al.*, 2009). O BPS é um algoritmo não supervisionado, de malha aberta, adequado para os formatos de modulação QPSK e 16QAM, e cuja ideia central é testar diferentes valores possíveis de correção de fase e adotar aquele que resulta no mínimo erro quadrático médio (MSE - *Mean Square Error*). O sinal de erro é calculado considerando a decisão de símbolo depois do EP. Por esse motivo, o EP pode ser considerado, em certo sentido, um algoritmo de decisão direta.

A Figura 25 demonstra o diagrama de blocos do BPS com um estágio de N células. O sinal de entrada com tamanho pré-definido é replicado $N+1$ vezes, uma para cada célula e uma para a correção final. Neste caso, o BPS é implementado separadamente para a polarização X e para a polarização Y.

Em cada uma das células é aplicado um teste de fase diferente, que resulta num valor de erro quadrático médio para aquele teste. Em seguida, o menor erro quadrático médio é determinado e, conseqüentemente, a melhor fase dentre as n possibilidades. Essa é a fase que será utilizada efetivamente na correção do sinal, sinalizada na Figura 25 como θ_k .

A amplitude de valores a serem testados depende da simetria do formato de modulação adotado. Os formatos QPSK e 16QAM têm constelações chamadas de "quadradas", ou seja, possuem simetria de 90° . Desta maneira, se torna impossível a percepção de uma

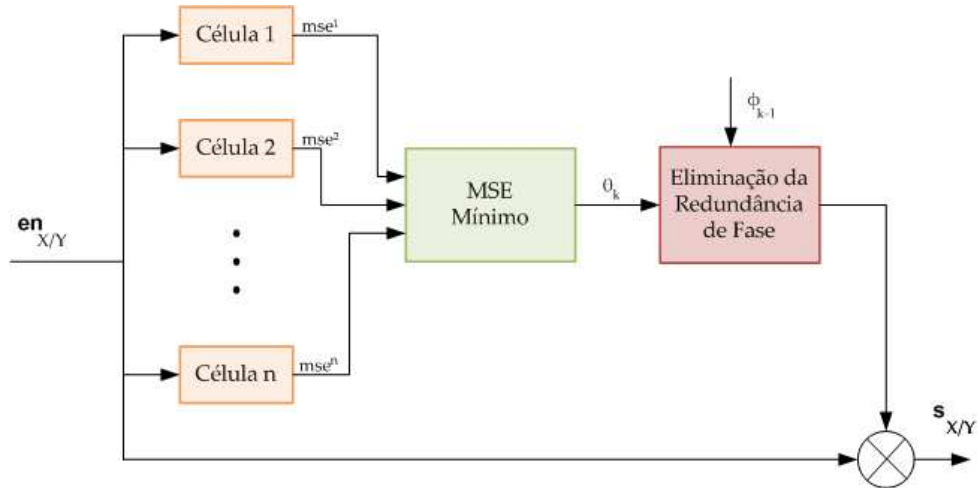


Figura 25 – Diagrama de Blocos do BPS

rotação de polarização de $\pm \pi/2$ e $\pm \pi$. Por esse motivo, o espectro de fases testadas deverá estar entre 0° e 90° .

Depois de definida a amplitude de valores possíveis, o número de células determina a precisão da busca pela fase correta. Por exemplo, se utilizarmos 10 células, cada uma delas estará separada de 9° . Quanto maior o número de células, mais preciso se torna o algoritmo, mas sua complexidade aumenta proporcionalmente. A Figura 26 ilustra esse exemplo de 10 células com seus limiares de divisão e seu ângulo central.

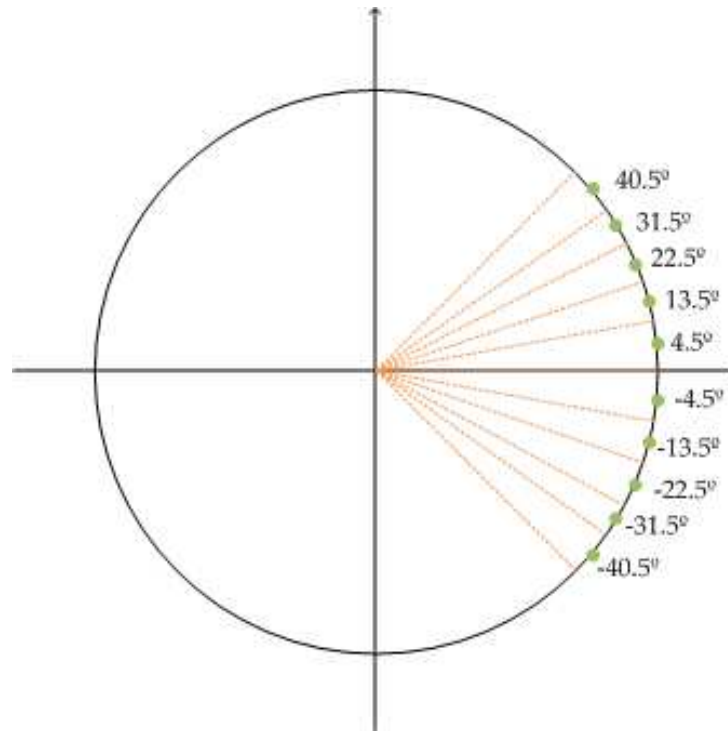


Figura 26 – Exemplo de Teste de Fases

Essa ambiguidade de fase faz com que, nos formatos QPSK e 16QAM, o erro de

fase possa ser de fato θ_k , $\theta_k - \pi/2$, $\theta_k + \pi/2$ ou $\theta_k + \pi$. O critério para se decidir qual dessas opções é a correta está representado, na Figura 25, sob o bloco "Eliminação da Redundância de Fase". Ele examina qual foi o erro de fase estimado para o sinal de entrada anterior e assume que a diferença de fase para a estimativa atual será pequena. Essa premissa é verdadeira, considerando que o ruído de fase pode ser modelado como um passeio aleatório (*random walk*). Por fim, uma rotação do inverso do ruído de fase estimado já sem ambiguidade é aplicado no sinal para gerar a saída equalizada.

A Figura 27 descreve o conteúdo das células, que fazem o teste de fase e a aplicação do critério de erro quadrático médio. No início, aplicamos uma correção de fase a um bloco do sinal de entrada, fase esta referente ao teste da célula em questão. Em seguida, passamos por um decisor de símbolo e, logo após, um comparador entre o símbolo decidido e aquele corrigido pelo teste de fase, gerando um sinal de erro. Este sinal de erro é elevado ao quadrado e então realiza-se o somatório do vetor de erros quadráticos, que gera o sinal mse presente na Figura 25.

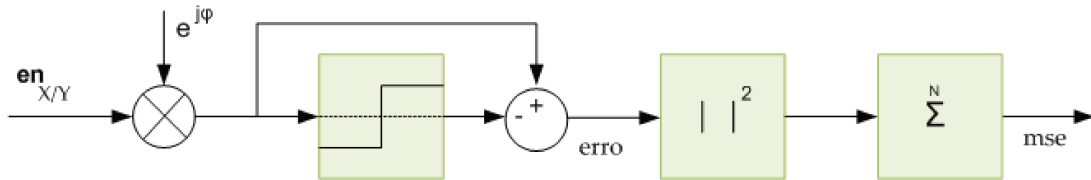


Figura 27 – Esquemática de cada célula de teste de fase

A saída do bloco EP é também utilizada como realimentação para o DD-LMS, como descrito na Figura 22, e sua saída finaliza a sequência de algoritmos utilizada nesse trabalho para a equalização dos efeitos lineares da propagação de sinal em meio óptico. Em seguida, teríamos os códigos corretores de erro, que não estão no escopo desta dissertação. A figura 28 mostra o resultado final de equalização para uma simulação de transmissão óptica. Em azul estão representados os símbolos equalizados ainda corrompidos por ruído e em vermelho estão os pontos transmitidos da constelação original.

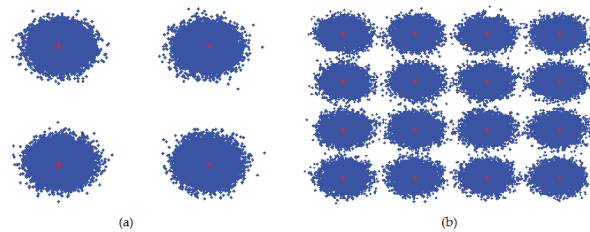


Figura 28 – Constelações Equalizadas após processamento com o conjunto de algoritmos de DSP (a) QPSK; (b) 16QAM

No próximo capítulo, descreveremos com mais detalhes os efeitos não-lineares e alguns métodos de compensação que possam ser integrados com os algoritmos apresentados neste capítulo.

4 Compensação de Efeitos Não Lineares em Sistemas de Alta Capacidade

Dado que, com o auxílio de técnicas eficientes de processamento digital de sinais, os sistemas de comunicação óptica conseguem superar os efeitos lineares que degradam o sinal transmitido, o próximo grande obstáculo na obtenção contínua de maior capacidade de transmissão se torna a compensação dos efeitos não lineares do canal óptico.

Este capítulo se debruça sobre o tema e está essencialmente dividido em duas partes: a apresentação dos principais efeitos não lineares que deterioram o sinal óptico no contexto atual da evolução das comunicações ópticas e, em seguida, uma discussão dos algoritmos propostos para compensá-los.

4.1 Efeitos Não Lineares

Na presença de intenso campo eletromagnético, a fibra óptica apresenta uma resposta à incidência de luz de forma que a polarização P , induzida pelos dipolos elétricos, tem uma relação não linear com o campo elétrico E , satisfazendo à relação mais geral dada por (AGRAWAL, 2007):

$$P = \epsilon_0(\chi^1 E + \chi^2 : EE + \chi^3 : EEE + \dots) \quad (4.1)$$

onde ϵ_0 é a permissividade do vácuo e χ^j ($j = 1, 2, 3, \dots$) é a susceptibilidade de ordem j . A susceptibilidade de primeira ordem, também chamada de susceptibilidade linear, χ^1 representa a contribuição dominante para P . Entre seus efeitos podemos incluir a atenuação, a dispersão cromática e a dispersão de modo de polarização; cujos algoritmos de compensação foram discutidos no capítulo anterior. Como a molécula de sílica SiO_2 é simétrica, a susceptibilidade de segunda ordem, assim como todas as demais ordens pares, é zero. Já a susceptibilidade de terceira ordem, χ^3 , é a responsável pelos fenômenos mais considerados genericamente como "não lineares". No caso das fibras ópticas, são eles: geração de terceira harmônica, mistura de quatro ondas e refração não-linear. O foco desta sessão será o efeito da refração não-linear, também conhecida como Efeito Kerr, enquanto o efeito de mistura de quatro ondas será apresentado brevemente, por não ser o foco dos estudos atuais em compensação através de técnicas de DSP. Será também feita uma curta apresentação do problema da interação do ruído ASE com os efeitos não lineares.

4.1.1 Refração Não Linear

A refração não-linear refere-se ao fenômeno em que o índice de refração é dependente da intensidade do campo elétrico incidente na fibra, ou seja, da potência de lançamento do laser do sinal propagante na fibra. Dessa forma, podemos considerar o índice de refração da fibra como (AGRAWAL, 2007):

$$\tilde{n}(\omega, |E|_2) = n(\omega) + n_2|E|^2 \quad (4.2)$$

onde $n(\omega)$ é a parte linear do índice de refração, que é dependente da frequência central de operação do sinal, $|E|^2$ é a intensidade óptica inserida na fibra, e n_2 é o índice de refração não linear e está intimamente ligado com χ^3 .

Os dois principais e mais estudados efeitos que são consequência do índice de refração não-linear são a auto-modulação de fase (SPM - *self phase modulation*) e a modulação cruzada de fase (XPM - *cross phase modulation*), conforme já mencionado no Capítulo 1. A seguir, traremos uma explicação mais detalhada dos dois efeitos.

4.1.1.1 Auto-modulação de Fase

A auto-modulação de fase é um efeito auto-induzido de rotação de fase de um campo óptico devido à sua própria intensidade durante sua propagação numa fibra óptica. Essa rotação de fase pode ser extraída a partir da relação:

$$\Phi = \tilde{n}k_0L = n(\omega)k_0L + n_2k_0L|E|^2 = \Phi_L + \Phi_{NL} \quad (4.3)$$

onde $k_0 = 2\pi/\lambda$ e L é o comprimento da fibra. A equação (4.3) mostra também a separação entre a rotação de fase sofrida pelo sinal devido à parte linear e à não linear.

Da equação (2.21), que define a velocidade de grupo, temos que $\beta = (\tilde{n}\omega/c)$. Se substituirmos k_0 nessa expressão, temos que $\beta = nk_0$. Desta forma, podemos reescrever a equação (4.2), multiplicando-a por k_0 , substituindo pelo coeficiente de propagação na fibra, β , e admitindo que $|E|^2 = P/A_{eff}$ (sendo P a potência instantânea do sinal e A_{eff} a área efetiva da fibra óptica), temos:

$$\beta' = \beta + n_2k_0 \frac{P}{A_{eff}} \equiv \beta + \gamma P \quad (4.4)$$

onde $\gamma = 2\pi n_2/A_{eff}\lambda$ é um importante fator conhecido como parâmetro não linear e tem o valor típico de cerca de $1.5 \text{ W}^{-1}/\text{km}$ para fibras padrões monomodo (SSMF -

Standard Single Mode Fiber). Deste modo, a rotação de fase não linear acumulada em todo o comprimento da fibra pode ser dada pela relação:

$$\Phi_{NL} = \int_0^L (\beta' - \beta) dz = \int_0^L \gamma P(z) dz = \gamma P_{in} L_{ef} \quad (4.5)$$

onde $P(z) = P_{in} \exp(-\alpha z)$ é a potência ao longo da fibra, devida à atenuação, e L_{ef} é o comprimento de fibra efetivo, dado por:

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

A SPM provoca um efeito de gorjeio na frequência, proporcional a dP_{in}/dt . Esse efeito afeta o formato de pulso com a sua interação com o atraso de grupo, provocando um alargamento do espectro transmitido diretamente relacionado com a dependência temporal de Φ_{NL} . Esse efeito aumenta a banda do sinal e limita o desempenho de sinais em sistemas de alta capacidade. No entanto, por estar associado com a dependência temporal do formato de pulso, esse fenômeno não ocorre para transmissões em onda contínua (CW - *continuous wave*), não sendo um problema para transmissões coerentes.

Por ser dependente da potência, como mostrado na equação (4.5), a rotação não linear de fase afeta mais intensamente os símbolos com energia mais elevadas. Para demonstrar esse efeito, a figura 29 retrata a constelação recebida numa simulação de uma transmissão em que, para efeito de visualização, o efeito da dispersão cromática foi desconsiderado. Como descrito na sessão 3.7, a constelação 16QAM possui três raios, ou três valores de energia diferentes para seus símbolos, o que faz com que eles se comportem de maneira diferente entre si na presença de SPM. A figura 29 também mostra o efeito cumulativo da rotação de fase não-linear com a distância percorrida na fibra óptica. Da esquerda para a direita, temos um aumento no comprimento de fibra efetivo L_{ef} .

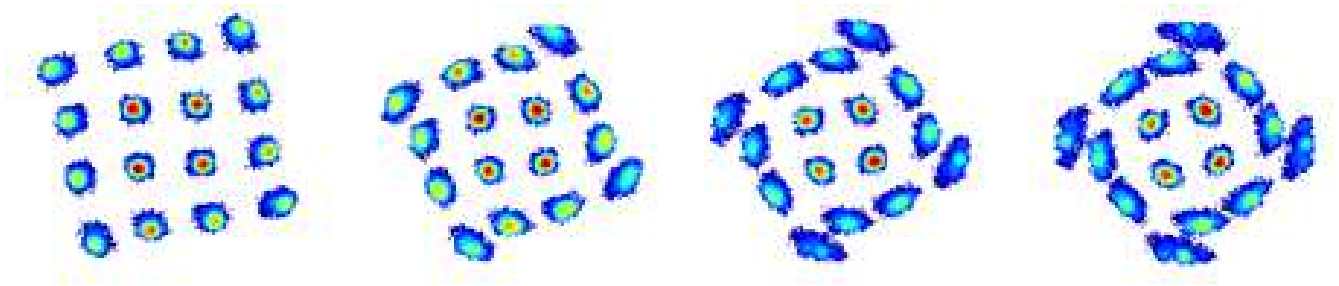


Figura 29 – Rotação Não Linear Acumulativa devido à SPM

Em sistemas de alta capacidade e altamente dispersivos, ou seja, com parâmetro de dispersão cromática elevado, o efeito de modulação cruzada de fase intracanal (IXPM - *intra-channel crossphase modulation*) se torna importante (NAZARATHY *et al.*, 2008).

Esse efeito pode ser considerado uma subdivisão da SPM, por ser dependente do próprio sinal transmitido considerado. Ele ocorre quando a dispersão cromática provoca uma alta interferência entre os pulsos propagantes de um mesmo sinal, que em potências altas provoca uma rotação de fase não linear, dependente da intensidade desses pulsos superpostos. Esse efeito difere da XPM, que é provocada entre pulsos de canais vizinhos, como veremos na sessão a seguir.

4.1.1.2 Modulação Cruzada de Fase

A modulação cruzada de fase é também uma rotação de fase do campo óptico do sinal, porém, diferentemente da SPM, se deve a outro campo que tem comprimento de onda, direção ou estado de polarização diferentes (AGRAWAL, 2007). De forma geral e daqui em diante, nos referiremos a XPM entre dois sinais de comprimento de ondas diferentes; no entanto, a XPM entre estados de polarização diferentes tem um papel muito importante no nosso contexto de transmissão óptica com multiplexação de polarização e, nesse caso, nos referiremos ao fenômeno como a modulação cruzada de fase entre polarizações (XPolM - *Cross Polarization Modulation*), este efeito será discutido na sessão 4.1.1.3. O efeito combinado da SPM e XPM pode ser descrito como (BORNE, 2008):

$$\Phi_{NL} = n_2 k_0 L (|E_1|^2 + 2|E_2|^2) \quad (4.7)$$

Uma importante conclusão à qual podemos chegar a partir da equação (4.7) é que, dado que os diferentes canais tenham a mesma intensidade do campo óptico, a contribuição da XPM na rotação de fase não-linear é o dobro daquela produzida pela SPM. Essa influência dobrada da XPM apresentada na equação (4.7) tem origem na susceptibilidade não linear.

No entanto, na equação (4.7), estamos desconsiderando a combinação da XPM com os efeitos dispersivos. Na prática, pulsos propagando em diferentes comprimento de onda viajam a velocidades distintas e o efeito da XPM só é percebido quando os pulsos se sobrepõem no tempo. Para canais suficientemente afastados, os diferentes pulsos se sobrepõem por tão pouco tempo que o efeito da XPM pode ser considerado desprezível. Canais adjacentes em sistemas WDM, no entanto, têm seus pulsos superpostos por tempo o suficiente para que o efeito de XPM acumule com o tempo. Ou seja, em sistemas de transmissão WDM uniformes, com todos os canais apresentando as mesmas características médias de intensidade do campo óptico, o sistema se torna limitado pela XPM pelos canais vizinhos em relação ao canal de interesse. Entre outros efeitos, a XPM provoca um alargamento assimétrico de pulsos copropagantes em canais vizinhos, aumentando assim a interferência intersimbólica.

4.1.1.3 Modulação Cruzada de Fase entre Polarizações

A modulação cruzada de fase entre polarizações (XPolM) é uma extensão da SPM quando duas polarizações ortogonais são transmitidas. Apesar de resultar em acoplamento coerente, sendo considerada um tipo de XPM, as duas componentes de polarização carregam uma porção do mesmo sinal, fazendo com que a XPolM tenha um impacto similar à SPM. A contribuição da XPolM no índice de refração não linear se traduz numa rotação de fase não linear que pode ser descrita pela equação:

$$\Phi_{NL(x,y)} = n_2 k_0 L (|E_{(x,y)}|^2 + \frac{2}{3} |E_{(y,x)}|^2), \quad (4.8)$$

onde $\Phi_{NL(x,y)}$ se refere à rotação de fase não linear para a polarização x ou y . Podemos perceber que o impacto da XPolM é especialmente prejudicial em sistemas WDM se entendermos que o estado de polarização é diferente entre canais distintos, resultando em rotações de fase não linear desiguais nas polarizações x e y de cada canal. Essa mudança na fase relativa entre as polarizações gera uma mudança no estado de polarização que é dependente da potência de outro canal, provocando uma séria degradação na compensação de PMD.

4.1.2 Mistura de Quatro Ondas

Como descrito anteriormente, os efeitos de refração não linear estão relacionados com a susceptância não linear, mais especificamente a de terceira ordem, $\chi^{(3)}$. O efeito não linear conhecido como Mistura de Quatro Ondas (FWM - *four wave mixing*) também está relacionado com $\chi^{(3)}$, mas, de forma geral, processos não lineares que envolvem a geração de novas frequências não são eficientes na fibra óptica (AGRAWAL, 2007). Apesar de menos impactante que a refração não linear, a mistura de quatro ondas se torna um fator a ser levado em consideração principalmente em sistemas UDWDM.

Dado que três canais com comprimentos de onda ω_1 , ω_2 e ω_3 se propagam simultaneamente num canal óptico, a FWM consiste na criação de um comprimento de onda "fantasma" ω_4 tal que $\omega_4 = \omega_1 \pm \omega_2 \pm \omega_3$. Em teoria, várias possibilidades de sinais poderiam ser gerados, variando-se as combinações dos sinais de '+' e '-'. No entanto, a maior parte dessas combinações não se concretiza devido à necessidade de casamento de fase entre as componentes. Tipicamente, a combinação mais problemática é tal que $\omega_4 = \omega_1 + \omega_2 - \omega_3$, por apresentar um casamento de fase quase perfeito em regiões próximas à dispersão zero.

Essa transferência de potência para um comprimento de onda "fantasma" não só provoca perda de potência dos canais envolvidos (e que possuem informação útil) como pode induzir crosstalk entre os canais verdadeiros e o "novo" canal, o que leva a uma severa degradação do sistema.

Atualmente os sistemas de transmissão óptica evitam o efeito de FWM com a utilização de fibras compensadoras no enlace, o que faz com que a dispersão local seja alta, embora sua média no enlace seja próxima a zero. Mais recentemente, tem-se a utilização de compensação puramente digital através de DSP, como descrito no Capítulo 3. Desta forma, o foco atual dos estudos de compensação de efeitos não lineares não está ligado à compensação de FWM, embora seja um importante tópico de estudo futuro, quando a compensação de SPM e XPM já for uma realidade acessível.

4.1.3 Interação da ASE com Efeitos Não Lineares

Como visto na sessão 4.1.1, os efeitos não lineares relacionados à refração não linear provocam uma rotação de fase dependente da intensidade do campo óptico. Sendo assim, qualquer tipo de flutuação na amplitude do sinal, incluindo aquela provocada pelo ruído ASE dos amplificadores ópticos, resulta em uma correspondente flutuação de fase. Essa interação entre os efeitos Kerr e o ruído ASE é chamada comumente de ruído não linear.

Sistemas que utilizam formatos de modulação em fase, por exemplo 16-PSK, seriam virtualmente imunes aos efeitos de SPM e de XPM. Porém, o ruído não linear gerado da conversão amplitude-fase pode gerar uma séria limitação nestes sistemas, tendo sido observada uma maior penalidade não linear em sistemas PSK do que em equivalentes QAM.

Por ser derivado de um limite fundamental, i.e. o ruído, a interação da ASE com os efeitos não lineares não pode ser compensado por algoritmos de DSP. A alternativa é então evitar que aconteça, seja utilizando formatos de modulação menos sensíveis a ruído de fase, seja melhorando as fontes de ruído.

4.2 Modelo de Canal Não Linear

Tendo descrito os efeitos envolvidos em sistemas ópticos de transmissão de alta capacidade, podemos apresentar uma equação unificada que descreve matematicamente o sinal propagante ao longo da fibra óptica. A equação não linear de Schrödinger (NLSE - *Nonlinear Schrödinger Equation*) descreve os efeitos determinísticos da propagação em fibra óptica de um sinal monocal e mono polarização, excluindo-se os efeitos de polarização e efeitos não lineares de ordens elevadas. A equação, relacionada com a equação de Schrödinger utilizada em mecânica quântica, pode ser escrita da seguinte forma (AGRAWAL, 2007):

$$\frac{\partial E(z, t)}{\partial z} = -\frac{\alpha}{2} E(z, t) - \frac{j\beta_2}{2} \frac{\partial^2 E(z, t)}{\partial t^2} + \frac{\beta_3}{6} \frac{\partial^3 E(z, t)}{\partial t^3} + j\gamma |E(z, t)|^2 E(z, t) \quad (4.9)$$

onde $E(z, t)$ é o campo óptico do sinal propagante variante com tempo t e espaço z , α é o coeficiente de atenuação da fibra e β_2 e β_3 são parâmetros relacionados à dispersão cromática. O último termo da equação (4.9) representa a contribuição não linear, que é proporcional à potência do campo óptico e ao parâmetro não linear γ . Como a NLSE descreve somente efeitos determinísticos, não está sendo considerado o efeito da PMD, assim como os efeitos da ASE (mencionados na sessão 2.3.1) e da interação da ASE com os efeitos não lineares (sessão 4.1.3).

A equação (4.9) considera a transmissão por somente uma polarização, mas, no contexto de multiplexação por divisão em polarização, precisamos expandi-la na chamada equação não linear de Schrödinger acoplada (CNLSE - *Coupled Nonlinear Schrödinger Equation*) (MENYUK, 1999), que pode ser escrita na forma matricial a seguir:

$$\frac{\partial \mathbf{E}}{\partial z} = -\frac{\alpha}{2} \mathbf{E} - \frac{j\beta_2}{2} \frac{\partial^2 \mathbf{E}}{\partial t^2} + \frac{\beta_3}{6} \frac{\partial^3 \mathbf{E}}{\partial t^3} + j\gamma[|\mathbf{E}|^2 \mathbf{E} - \frac{1}{3}(\mathbf{E}^\dagger \sigma \mathbf{E}) \sigma \mathbf{E}] \quad (4.10)$$

onde $\mathbf{E} = [E_x(z, t) E_y(z, t)]^T$ é um vetor de Jones, cujos componentes são os campos ópticos polarizados ao longo dos eixos x e y ; $(\cdot)^\dagger$ representa o transposto conjugado de $(\cdot)$, e σ representa uma das matrizes de rotação de Pauli, descrita por:

$$\sigma = \begin{bmatrix} 0 & -j \\ j & 0 \end{bmatrix} \quad (4.11)$$

Por simplicidade, a equação (4.10) está desconsiderando os termos da propagação ligados à PMD.

O último termo da CNLSE pode ser simplificado considerando que o comprimento de correlação L_C é muito menor que o comprimento não linear L_{NL} . L_C é definido como o comprimento necessário para que os eixos de polarização variem aleatoriamente, enquanto L_{NL} corresponde ao comprimento efetivo necessário para impor uma rotação não linear de 1 rad. A consideração que $L_C \ll L_{NL}$ significa uma interação muito rápida entre o estado de polarização e as não linearidades. Desta forma, podemos aproximar o termo não linear da equação (4.10) por uma média, levando à equação de Manakov (MARCUSE *et al.*, 1997):

$$\frac{\partial \mathbf{E}}{\partial z} = -\frac{\alpha}{2} \mathbf{E} - \frac{j\beta_2}{2} \frac{\partial^2 \mathbf{E}}{\partial t^2} + \frac{\beta_3}{6} \frac{\partial^3 \mathbf{E}}{\partial t^3} + j\frac{8}{9}\gamma|\mathbf{E}(z, t)|^2 \mathbf{E}(z, t) \quad (4.12)$$

A equação (4.12) servirá de base para nossos estudos de compensação de efeitos não lineares, descritos na próxima sessão.

4.3 Métodos de Compensação de Efeitos Não lineares

Diversos métodos podem ser utilizados para compensar ou mitigar os efeitos não lineares da fibra óptica. Podemos trabalhar na mitigação destes efeitos impedindo que eles ocorram tão intensamente, por exemplo, utilizando fibras de área larga (que possuem um parâmetro não linear γ menor) ou altamente dispersivas (a dispersão cromática diminui a eficiência da XPM e FWM por diminuir a sobreposição entre os pulsos). Entretanto, o foco desta sessão está nos métodos de compensação, especialmente aqueles que utilizam processamento digital de sinais para tal.

4.3.1 Algoritmo de Retropropagação Digital

O Algoritmo de Retropropagação Digital (DBP - *Digital Back-Propagation*) é baseado em reverter os efeitos da propagação descritos na equação (4.12) de maneira digital (IP; KAHN, 2008), o que na prática corresponde a "repropagar" o sinal recebido por uma fibra óptica virtual que possui parâmetros $-\alpha$, $-\beta_2$ e $-\gamma$. Ou seja, de posse do conhecimento dos parâmetros da fibra e do sinal no domínio digital, a proposta é inverter exatamente o processo sofrido pelo sinal durante a sua propagação no meio óptico.

Apesar de ter sido inicialmente proposto como um método de pré-compensação (ROBERTS *et al.*, 2006), ou seja, aplicando-se uma distorção prévia no sinal no transmissor antes da passagem pela fibra óptica, com o advento da detecção coerente o DBP pôde ser aplicado no lado do receptor. Essa pós compensação oferece grande flexibilidade, por permitir que uma compensação adaptativa seja incorporada no esquema.

Se assumíssemos uma transmissão óptica perfeita, sem ruído ou deterioração do sinal devido à filtragem induzida por dispositivos no receptor e transmissor e desprezando-se o efeito da PMD, o DBP seria capaz de recuperar idealmente o sinal recebido, removendo completamente os efeitos não lineares e a dispersão cromática. No entanto, essas imperfeições no sistema, além da incerteza na determinação dos parâmetros da fibra, ditam um limite para a compensação realizada por DBP. Portanto, mesmo num caso simples de transmissão monocal, o DBP seria capaz de aumentar, mas não eliminar o limite de não linearidade (NLT - *Nonlinear Threshold*).

Com relação à implementação prática, o DBP estende o conceito do equalizador estático, apresentado na sessão 3.5 e utilizado para compensar a CD, para incluirmos efeitos não lineares determinísticos. O método pode ser muito efetivo na equalização de efeitos não lineares intracanaís, tais como SPM e IXPM. Em princípio, se tivermos a recepção concomitante de vários canais, é possível compensar também os efeitos não lineares intercanais.

Podemos estender o filtro do compensador de dispersão cromática descrito na equação (3.6) de modo a incluir o termo β_3 , que representa o declive do efeito de disper-

são cromática, e então formamos a solução da equação (4.12) considerando somente os componentes lineares.

$$H(\omega) = \exp \left\{ jz \left(-\frac{\beta_2}{2} \omega^2 + \frac{\beta_3}{6} \omega^3 \right) \right\} \quad (4.13)$$

O termo β_3 não havia sido considerado na equação (3.6) por ser, em muitos sistemas, desprezível em relação ao termo β_2 , especialmente em fibras monomodo padrão (SSMF - *standard single mode fiber*). No entanto, para seguirmos a equação (4.12), manteremos o termo daqui para a frente.

Se considerarmos somente o termo não linear na equação (4.12), o campo elétrico resultante seria dado por:

$$E_{(x,y)}(t, z) = E_{(x,y)}(t, 0) e^{j\gamma(|E_{(x,y)}|^2 + |E_{(y,x)}|^2)z} \quad (4.14)$$

Na equação (4.14) fica perceptível o efeito não linear estudado: uma rotação de fase não linear, dependente da potência instantânea do sinal. O efeito da rotação de fase não linear forma uma complexa interação com a CD, representada na equação (4.13), causando distorções de fase e amplitude no sinal transmitido.

Infelizmente a NLSE (equação (4.12)) não possui uma solução analítica fechada, mas pode ser resolvida numericamente utilizando-se o Método de Fourier de Passo Dividido (SSFM - Split Step Fourier Method). Esse método consiste em dividir a NLSE em uma parte linear, correspondente à equalização estática de CD descrita na equação (4.13), e uma parte não linear, correspondente à solução da equação (4.14).

O método parte do pressuposto que, se considerarmos uma distância δz pequena o suficiente, o impacto da distorção linear não afeta a distorção não linear e vice-versa. Desta forma, dividimos o enlace óptico em sessões de comprimento h , pequeno o suficiente para aplicarmos as soluções da parte linear (equação (4.15)) e da parte não linear (equação (4.16)) separadamente, e então resolver todas as sessões em sequência.

$$\frac{\partial E_{(x,y)}}{\partial z} = -\frac{\alpha}{2} E_{(x,y)} + \frac{j\beta_2}{2} \frac{\partial^2 E_{(x,y)}}{\partial t^2} + \frac{\beta_3}{6} \frac{\partial^3 E_{(x,y)}}{\partial t^3} \quad (4.15)$$

$$\frac{\partial E_{(x,y)}}{\partial z} = -j\gamma(|E_{(x,y)}|^2 + |E_{(y,x)}|^2)E_{(x,y)} \quad (4.16)$$

A solução da parte linear foi demonstrada na equação (4.13), ignorando-se o termo de atenuação, assumindo que o sinal digital tenha sido pré-amplificado para considerar

Os resultados da implementação desse algoritmo na equalização de um sinal prejudicado por efeitos não lineares serão estudados no próximo capítulo.

4.3.1.1 Algoritmo de Retropropagação Digital Correlacionado

Como dito anteriormente, uma intensa pesquisa vem sendo feita objetivando a diminuição da complexidade do DBP, enquanto procura manter os mesmos ganhos. Uma das variantes propostas mais discutidas nos trabalhos recentes é a utilização da potência dos símbolos vizinhos na composição da componente $P(t, z)$, representada na equação:

$$P(t, z) = \sum_{n=-T/2}^{n=T/2} b_n \left(|E_{(x)(t+n,z)}|^2 + |E_{(y)(t+n,z)}|^2 \right) \quad (4.19)$$

onde T é o número de símbolos considerados e b_n são coeficientes de peso para os mesmos. Ao fazer essa consideração dos símbolos vizinhos, o Algoritmo de Retropropagação Digital Correlacionado (CBP - *Correlated Back Propagation*) está incluindo a contribuição da IXPM de primeira ordem na equalização não linear (LI *et al.*, 2011).

Apesar deste algoritmo ter uma complexidade levemente superior por estágio de equalização, ele permite a utilização de menos estágios para a obtenção de um desempenho semelhante, reduzindo assim a complexidade computacional da implementação em sua totalidade. Será realizada uma comparação dos resultados entre o CBP e o DBP no capítulo seguinte.

4.3.2 Estimador de Sequencia de Máxima Verossimilhança

Os efeitos não lineares em conjunção com a CD e a PMD podem ser entendidos como uma forma específica de interferência intersimbólica que distorce o sinal óptico de forma que os símbolos passam a sobrepor os seus vizinhos. Essa interdependência entre símbolos adjacentes pode ser descrita através de funções de densidade de probabilidade (PDF - *Probability Density Function*). A ideia por trás do Estimador de Sequência de Máxima Verossimilhança é utilizar essa PDF para descrever o sinal como uma sequência condicional, e não como símbolos separados. A equalização baseada em MLSE é largamente utilizada em sistemas 10 Gb/s com modulação liga-desliga (OOK - *On-Off Keying*). Recentemente, o MLSE tem atraído atenção como uma abordagem alternativa ao problema de compensação de não linearidade (STOJANOVIC *et al.*, 2011), tendo como principal vantagem o fato de não necessitar de conhecimento do canal (ou seja, seu parâmetros de α , β e γ).

O processo do MLSE aplica o algoritmo de Viterbi que é implementado estabelecendo-se M^n possíveis estados, onde M é o número de pontos na constelação do sinal transmitido e n se refere à memória, ou seja, quantos símbolos serão considerados como interdepen-

dentos no sinal recebido. Cada uma das transições entre estados está relacionada com uma das PDFs do canal.

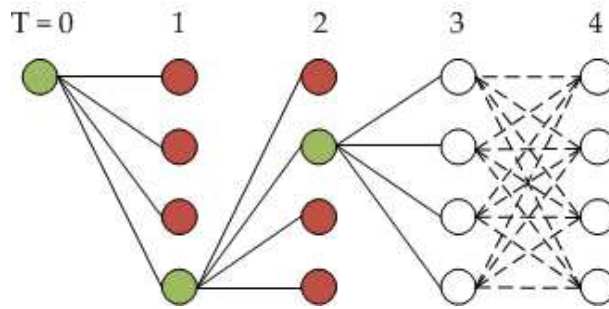


Figura 31 – Exemplo do procedimento de decisão do Algoritmo de Viterbi para um caso de quatro possíveis estágios

Existem várias possibilidades de estimar a PDF do sinal de modo a realizar o algoritmo de Viterbi. Uma prática comum é considerar a PDF recebida como sendo aproximadamente gaussiana (ALFIAD *et al.*, 2009). Apesar de não ser uma premissa com validade perfeita, essa prática permite determinar a PDF com informações somente da média e variância do sinal, reduzindo significativamente a memória necessária. Neste trabalho, no entanto, utilizamos uma sequência de treinamento de forma a construir um histograma do sinal recebido e assim ter uma estimativa mais precisa de sua PDF.

O algoritmo de Viterbi utiliza as informações das PDFs para fazer a decisão do símbolo mais provável dada a sequência de amostras recebidas em memória, sendo assim um decodificador de máxima probabilidade a posteriori (MAP - *Maximum a Posteriori*). Por se tratar de um decisor de símbolo, o MLSE seria então o último bloco de equalização, localizando-se, na figura 11, após o bloco de estimação de fase (EP).

A construção dos histogramas é realizada tomando-se as amostras do sinal quantizadas, aqui com uma resolução de 4 bits para a parte real e 4 bits para a parte imaginária, produzindo um histograma de duas dimensões com 16×16 "caixas" para cada possível estado de transição. O número de ocorrências em cada caixa é contado de forma que uma estimativa da PDF de cada um dos possíveis estados de transição é feita.

Enquanto o principal limitante do DBP é a complexidade computacional, para o MLSE é o tamanho da memória necessária para salvar os histogramas e a sequência estimada de símbolos em memória. Neste trabalho, por exemplo, utilizamos 4096 estados e, portanto, 4096 histogramas, cada um com 256 caixas contando o número de ocorrências. Se esse número for representado por 8 bits, nós precisaríamos de $4096 \times 256 \times 8 = 1Mb$ (1 megabyte), ainda que sem considerar a sequência estimada de símbolos.

Os resultados do MLSE no contexto de uma transmissão óptica não linear serão demonstrados no capítulo seguinte.

5 Simulações e Verificação Experimental

Os algoritmos apresentados no Capítulo 4 são avaliados nesta sessão por meio de um sistema de simulação que reproduz os efeitos prejudiciais à transmissão de dados através da fibra óptica, além de experimentos laboratoriais que comprovam os resultados esperados na teoria e antecipados pelas simulações.

Estas simulações e experimentos representam a transmissão utilizando sistemas coerentes e formatos de modulação PDM-QPSK e PDM-16QAM. A equalização do sinal recebido é aqui compensada de maneira *off-line*, ou seja, todo o processamento se dá com um conjunto de dados acumulado após o fim da transmissão.

5.1 Resultados para o Algoritmo de Retropropagação Digital - DBP

O primeiro método que avaliaremos quanto à capacidade de compensação de efeitos não lineares é o algoritmo de retropropagação digital (DBP - *Digital Back-Propagation*). Apresentaremos primeiramente resultados de simulação, depois corroboraremos esses resultados com um sistema experimental. Também será verificada a capacidade de compensação do DBP no contexto de transmissão WDM e finalizaremos com um estudo da sua complexidade e custo computacional.

5.1.1 Resultados de Simulação

Inicialmente, procuramos avaliar o desempenho do Algoritmo de Retropropagação Digital (DBP) comparativamente à compensação linear. Utilizamos para isso o *software* de simulação de componentes ópticos OptiWaveTM, onde o sinal é superamostrado para 32 amostras por símbolo, de forma a considerar propriamente os efeitos não lineares. A figura 32 representa o esquemático da simulação DP-QPSK, incluindo transmissor, enlace óptico e receptor coerente.

O transmissor consiste em um laser DFB com frequência central em 193.4 THz com 500 kHz de largura de linha, seguido por um modulador DP-QPSK alimentado por quatro entradas binárias a 28 Gb/s. As sequências transmitidas são pseudo-aleatórias com padrão de 2^{30} .

O meio de transmissão consiste numa quantidade variável de enlaces de fibra óptica, cada um de 100 km, alternados com amplificadores EDFAs, de modo a realizar a compensação da potência atenuada ao longo de um enlace. A fibra óptica simulada tem

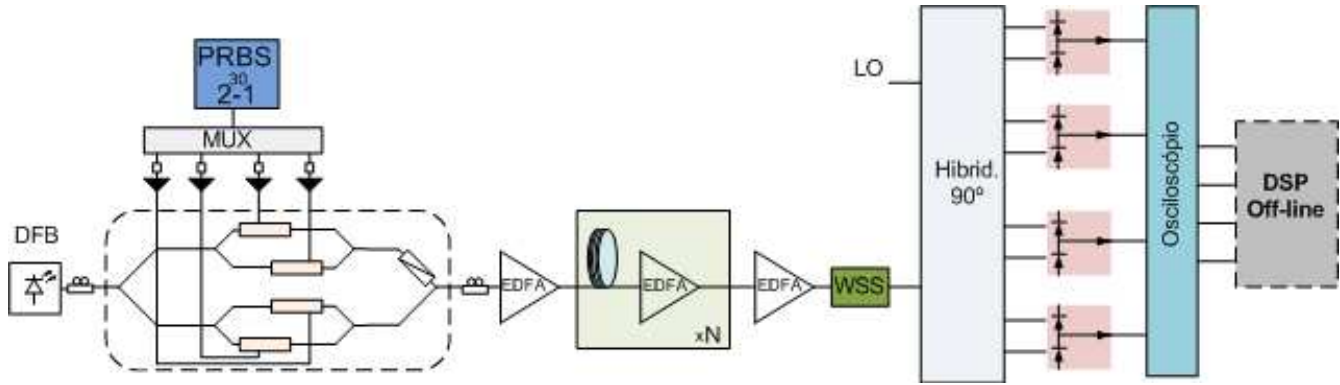


Figura 32 – Esquemático de Simulação para DP-QPSK

coeficiente de atenuação (α) de 0.2 dB/km, de dispersão (D) de 16.75 ps/nm/km e parâmetro não linear (γ) de 1.5 W/km; por simplicidade, desprezamos o declive de dispersão cromática (β_3). O efeito da automodulação de fase (SPM) foi incluído de acordo com a equação (4.12) e a dispersão de modo de polarização (PMD) foi considerada com o coeficiente de 0.1 ps/ $\sqrt{\text{km}}$. É importante notar que, por se tratar de uma transmissão monocanal, não teremos a influência de XPM ou FWM. Dessa forma, a SPM se torna o foco da compensação.

O sinal recebido é, então, pré-amplificado para uma potência constante de 0 dBm, filtrado, utilizando um filtro óptico gaussiano de quarta ordem com 200 GHz de largura de banda, e dividido por um separador de feixe de polarização (PBS - *Polarization Beam Splitter*). As componentes referentes a cada polarização ortogonal são então detectadas coerentemente pelo receptor eletro-óptico, que possui um erro de híbrida de 2 graus. O oscilador local (LO - *Local Oscillator*) é também um laser DFB com largura de linha de 500 kHz e um desvio de 2 GHz em relação à frequência central do laser transmissor. Os quatro sinais resultantes da recepção são filtrados utilizando um filtro passa-baixa gaussiano de primeira ordem com 22 GHz de largura de banda, de modo a simular o efeito associado a um receptor realista. Em seguida, são novamente filtrados por um filtro passa-baixa gaussiano de quarta ordem com largura de linha de 30 GHz, para simular o efeito do osciloscópio. Por fim, os dados são reamostrados para 2 amostras por símbolo.

O processamento digital de sinais é realizado de maneira *off-line* pelo programa MATLABTM e inclui os algoritmos descritos no Capítulo 3 para realizar a compensação linear, sendo eventualmente acrescentados algoritmos de compensação não linear descritos no Capítulo 4. Por fim, é feita a decisão dos símbolos e medida a taxa de erro de bit (BER - *Error Bit Rate*), e é tomada uma medida de fator de qualidade da constelação (fator Q).

Inicialmente, comparamos a máxima distância alcançada quando utilizamos somente equalização linear e quando fazemos uso do DBP com um estágio por enlace entre

amplificadores, ou seja, cada bloco de equalização do DBP equivale a 100 km de transmissão. Essa máxima distância alcançada é definida como aquela em que se atinge o limite de erros que o código corretor (FEC - *Forward Error Correction*) pode mitigar completamente. Para futuras referências, utilizaremos esse limite como 4.3×10^{-3} .

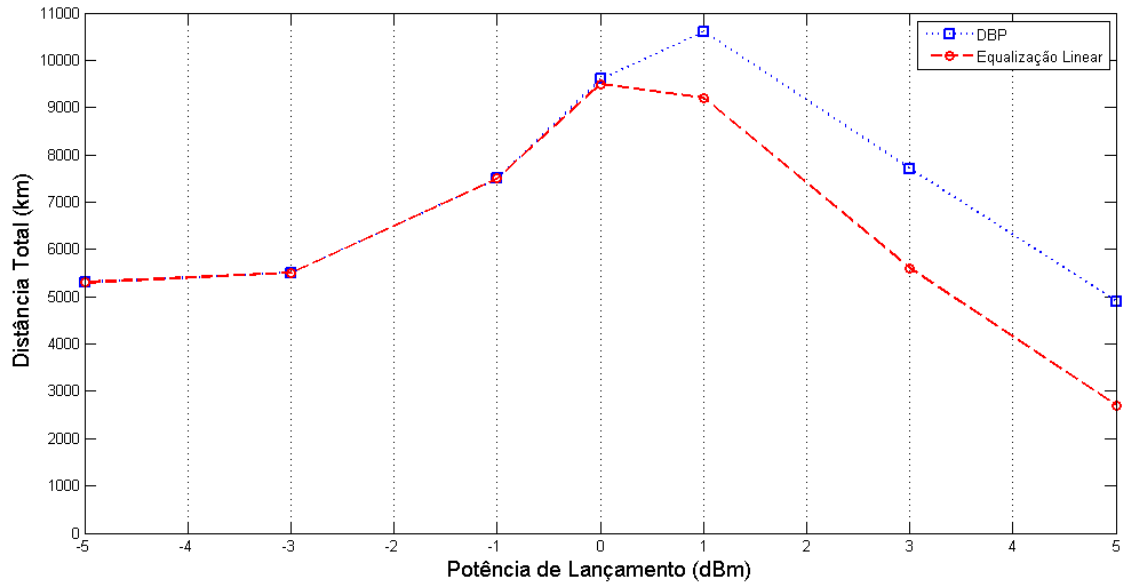


Figura 33 – Comparação da máxima distância alcançada utilizando cada método de equalização para simulação DP-QPSK 112 Gb/s

A figura 33 ilustra essa comparação. Podemos observar que para potências de lançamento baixas, o DBP não apresenta ganho em relação à equalização linear. Isso se deve ao fato de que, nestas situações, o sistema está limitado por ruído ASE e não pelo efeito da automodulação de fase. A partir de 0 dBm, no entanto, percebemos o ganho dado pelo algoritmo, fazendo a distância máxima saltar de 9500 km para 10600 km, além de elevar a potência de lançamento ótima em 1 dBm.

Como mencionado no Capítulo 4, uma métrica muito importante na implementação do DBP é o tamanho do passo de equalização. Na figura 34, analisamos o aumento da qualidade da constelação (através do fator Q) quando utilizamos de um a seis blocos de equalização para cada enlace de amplificadores. Nesta simulação, consideramos 25 enlaces de fibra óptica, ou seja, 2500 km.

De maneira semelhante à antecipada pela figura 33, verificamos que, para potências baixas de lançamento, o DBP não apresenta uma contribuição significativa em relação à compensação não linear. Também não é perceptível, para esse conjunto de potências, um aumento de qualidade na diminuição do comprimento do passo de equalização. Podemos perceber que, da curva DBP1 para a DBP2 (que utiliza passo de equalização de 50 km), temos um aumento significativo de desempenho e que a melhoria incremental, à medida

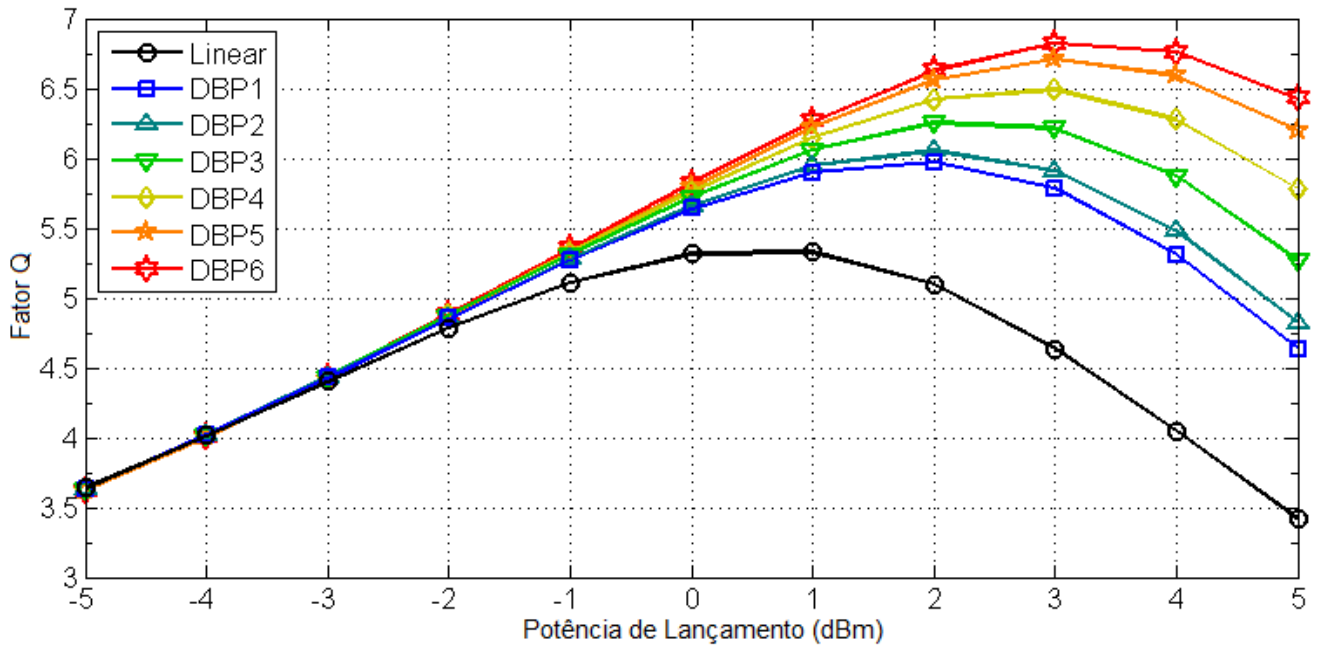


Figura 34 – Comparação da qualidade de constelação para múltiplos passos de DBP por enlace

que vamos tomando passos de equalização menores, diminui. Isso leva a uma escolha de compromisso no tamanho do passo de equalização, já que a complexidade do algoritmo aumenta aproximadamente de forma linear com a quantidade de blocos, mas sua capacidade de equalização, não. Para a equalização linear, o fator Q máximo é de 5.4 em +1 dBm de potência de lançamento. DBP1 atinge fator Q 6 com potência de lançamento +2 dBm, enquanto DBP6 atinge fator Q 6.5 com +3 dBm de potência de lançamento.

É esperado que formatos de modulação mais avançados, como PDM-16QAM e superiores, sejam mais sensíveis ao impacto dos efeitos não lineares que o formato PDM-QPSK. Isso se deve primeiro, indiretamente, ao fato de que ao aumentar-se a ordem do formato de modulação, tornam-se necessários valores mais elevados de OSNR, exigindo, portanto, maior potência de lançamento na fibra. Uma segunda causa da maior sensibilidade de formatos como PDM-16QAM em relação ao PDM-QPSK é devia ao fato de que os símbolos não têm todos a mesma potência, o que faz com que o impacto se dê de forma não-homogênea entre eles.

Substituindo-se, no esquema de simulação apresentado na figura 32, o modulador PDM-QPSK por moduladores PDM-16QAM e mantendo-se a taxa de símbolos, temos uma simulação PDM-16QAM a 224 Gb/s. Todos os parâmetros da fibra e as características do transmissor e receptor foram mantidas as mesmas, com o intuito de compararmos somente o impacto na mudança do formato de modulação.

De maneira semelhante à apresentada na figura 33, a figura 35 mostra os resul-

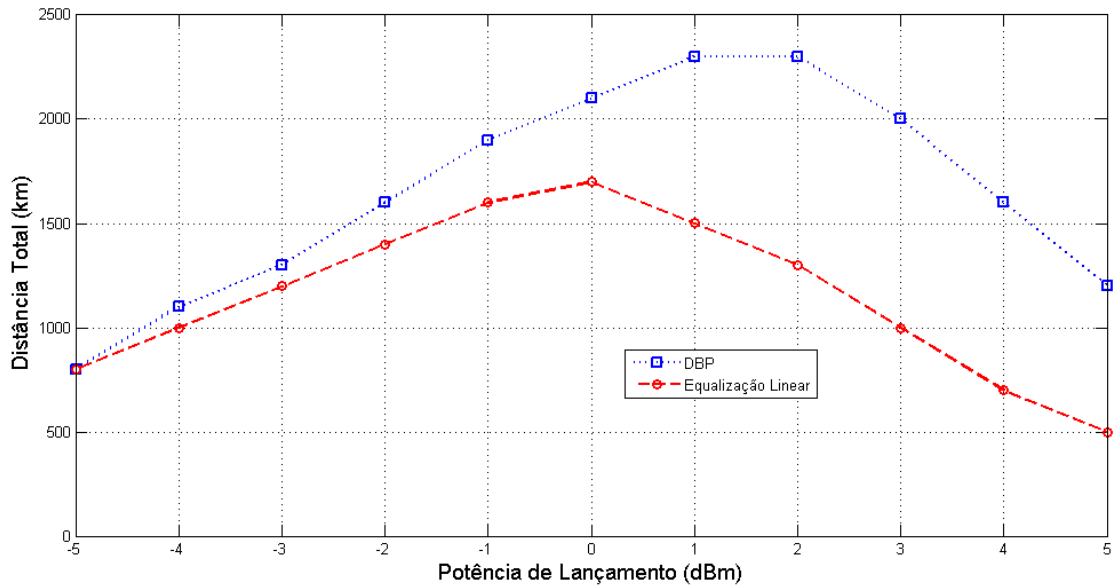


Figura 35 – Comparação da máxima distância alcançada utilizando cada método de equalização para simulação PDM-16QAM 224 Gb/s

tados de máxima distância alcançada para uma simulação PDM-16QAM, considerando o limite do FEC. O pico da linha vermelha, correspondente à utilização de equalização linear somente, está em 0 dBm, atingindo uma distância de 1700 km. Utilizando o DBP com o intuito de compensar a SPM, conseguimos atingir 2300 km com uma potência de lançamento de 2 dBm.

Se compararmos o ganho da utilização da compensação não linear na simulação PDM-QPSK (de 9500 km para 10600 km, ou seja, ganho de 11.58 %) com o ganho em PDM-16QAM (35.3 %), concluímos que, de fato, o impacto dos efeitos não lineares se torna mais agressivo com a elevação do formato de modulação e sua compensação, ou mitigação, torna-se essencial para o futuro das transmissões ópticas de alta capacidade.

5.1.1.1 Resultados com Algoritmo de Retropropagação Digital Correlacionado

Como descrito na sessão 4.3.1.1, podemos reduzir a complexidade do DBP se passarmos a utilizar a potência dos símbolos vizinhos na equalização. Desta forma, passos de equalização menores do que a relação 1:1 com a quantidade de enlaces entre amplificadores que vínhamos adotando são necessários, mantendo ainda o mesmo desempenho.

Em nossa análise da redução da complexidade computacional que Algoritmo de Retropropagação Digital Correlacionado (CBP) provê, nós ajustamos os parâmetros do algoritmo de modo a atingir aproximadamente a mesma BER com os dados da simulação anterior, mas utilizando a menor quantidade possível de passos de equalização. Considera-

Potência de Lançamento (dBm)	passos de DBP	passos de CBP	Redução de Complexidade(%)
-1	19	05	73.7%
0	22	15	31.8%
1	23	15	34.8%
2	23	15	34.8%
3	20	16	20.0%
4	16	14	12.5%

Tabela 1 – Redução da Complexidade com a utilização do Algoritmo de Retropropagação Digital Correlacionado

mos a potência de três símbolos na composição do fator de equalização para um símbolo, ou seja, consideramos os dois símbolos vizinhos para cada símbolo a ser equalizado. Um aumento na consideração de vizinhos não apresentou uma melhora em desempenho. Os termos multiplicativos b_n da equação (4.19) foram feitos idênticos para os três símbolos considerados e foram otimizados para o melhor resultando, sendo que todos se mantiveram entre 30% a 40% do parâmetro equivalente quando o DBP é utilizado.

A tabela 1 mostra essa redução de complexidade de acordo com a potência de lançamento da simulação. É interessante perceber que, para potências mais baixas, a redução de complexidade é bem maior. Isso se deve ao fato de que, para essas potências, o efeito da não linearidade é menor, então podemos flexibilizar mais a solução numérica, que é o princípio do DBP. No nosso ponto de maior interesse, aquele em que atingimos o maior alcance (2dBm), tivemos uma redução de complexidade de 35%.

5.1.2 Resultados Experimentais

Com o objetivo de verificar a validade das simulações, nós realizamos transmissões PDM-16QAM através de um sistema experimental constituído por um *loop* de recirculação de fibra óptica de sílica pura. Todo o sistema experimental é bastante similar ao apresentado na simulação, com exceção do tipo de fibra: a fibra óptica de sílica pura apresenta um coeficiente de dispersão mais elevado (18.4 ps/nm/km), assim como uma maior área efetiva do núcleo, o que contribui para a elevação do limite de não linearidade (NLT - *Nonlinear Threshold*). O laser de transmissão tem frequência centrada em 192.8 THz e cada enlace do loop tem 72,316 km com um EDFA que compensa a atenuação equivalente ao enlace. As sequências transmitidas são padrões pseudo-aleatórios de comprimento $2^{15} - 1$.

A análise experimental da compensação realizada pelo DBP é feita variando-se a potência de lançamento da transmissão de -3 dBm a +3 dBm. O sinal elétrico recebido é amostrado e digitalizado por um osciloscópio com taxa de amostragem de 40×10^9 amostras por segundo e uma banda elétrica de 20 GHz. O processamento é mais uma vez

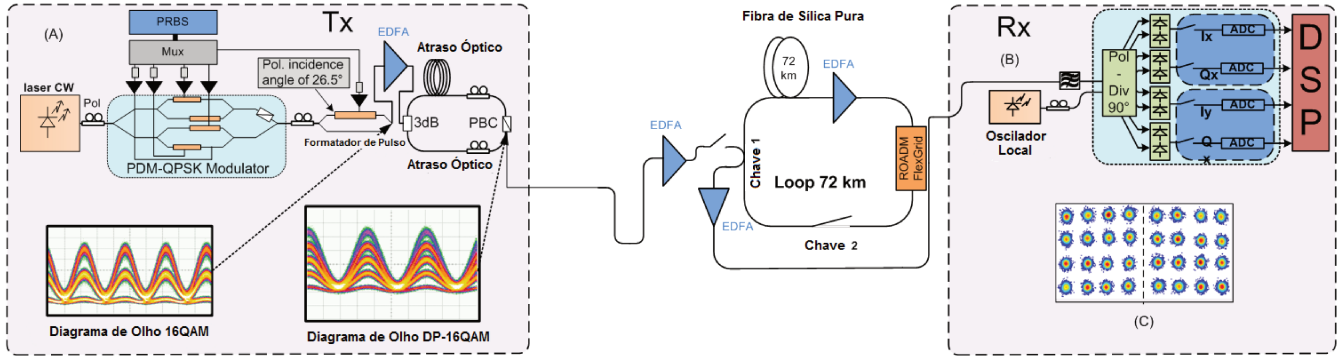


Figura 36 – Esquemático de transmissão experimental DP-16QAM 224 Gb/s: (A) Transmissor, (B) Receptor Coerente, (C) Constelação Recebida em *back-to-back* para cada polarização

realizado de maneira *off-line*, como no caso da simulação. A figura 37 mostra os valores de BER com a variação da potência para uma distância fixa de transmissão de 6 *loops*, aproximadamente 430 km.

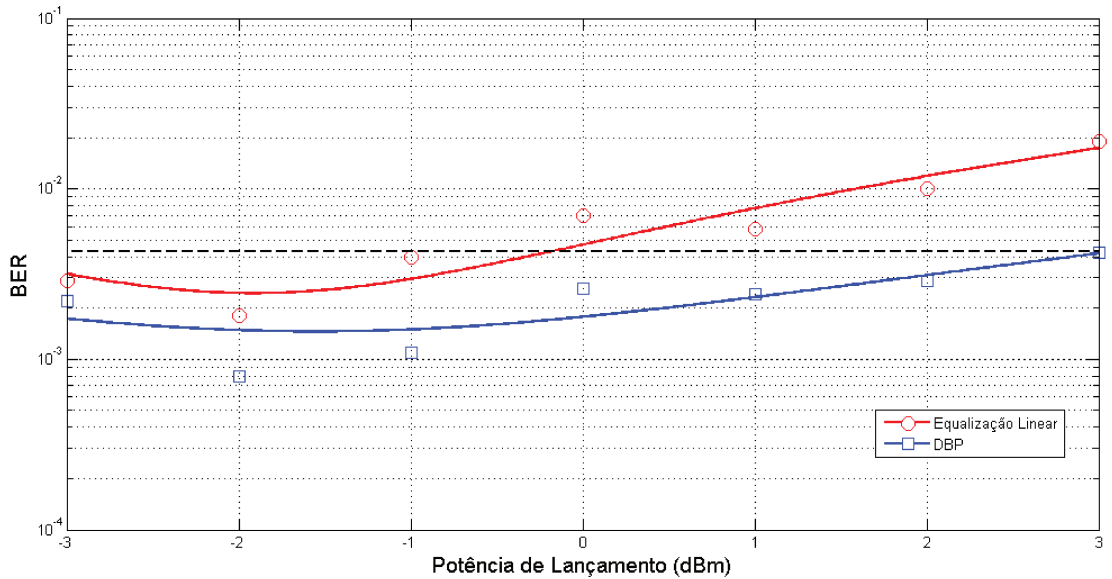


Figura 37 – Comparação de BER variando-se a potência de lançamento para uma distância fixa de 430 km: equalização linear (vermelho); e algoritmo de DBP (azul)

O primeiro destaque que podemos dar na figura 37 é o fato de que as curvas não apresentam comportamento semelhante àquele apresentado na simulação. Esse resultado pode estar ligado à ruídos elétricos não modelados existentes no receptor coerente. De toda forma, é possível perceber a grande melhora na equalização ao se utilizar o algoritmo de DBP. Independente da potência de lançamento, todos os experimentos realizados para

essa distância ficaram abaixo do limite do FEC quando utilizamos o DBP. Utilizando somente equalização linear, valores de potência de lançamento superiores a -1 produzem taxa de erro acima do limite do FEC.

De modo a estudar o ganho em distância com a utilização do algoritmo de DBP, fixamos a potência de lançamento em 3 dBm e verificamos o alcance de cada método de utilização para atingir o limite do FEC. A figura 38 demonstra a importância da compensação não linear para valores altos de potência de lançamento: a distância alcançada pelo equalização linear se manteve em torno de 225 km, enquanto que a utilização do DBP aumentou essa distância para 460 km, mais do que o dobro do primeiro caso.

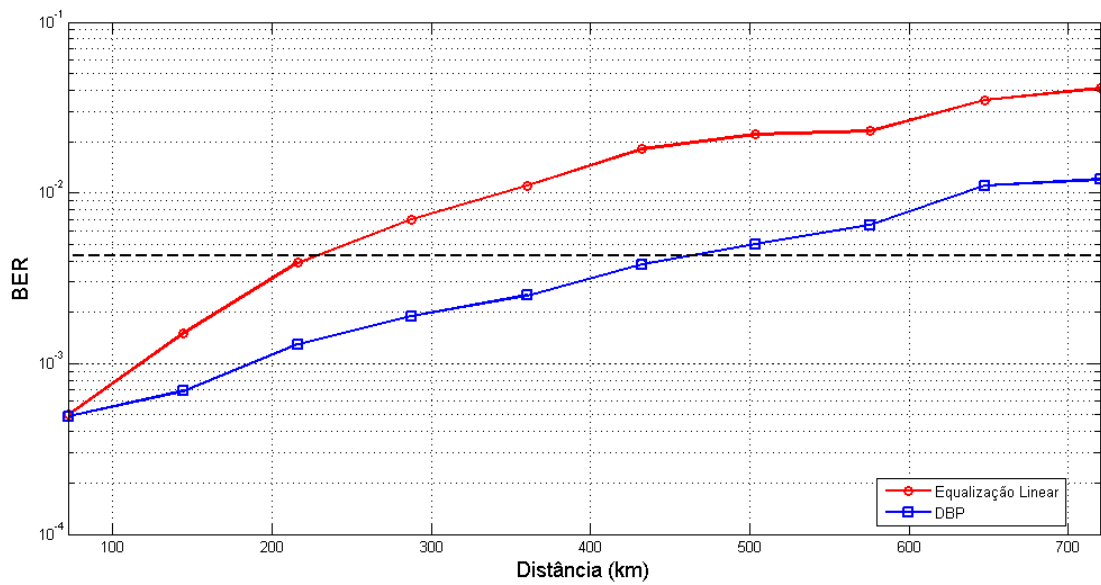


Figura 38 – Comparação de BER variando-se a distância para uma potência de lançamento fixa de 3 dBm: equalização linear (vermelho); e algoritmo de DBP (azul)

A figura 29 retratou o que acontece com a constelação de um sinal PDM-16QAM sob a influência dos efeitos da SPM. Após a utilização do conjunto de algoritmos para equalizar o sinal, esse efeito de rotação não linear não fica destacado, devido à presença da CD e a atuação do algoritmo de estimação e correção do ruído de fase, descrito na sessão 3.9. No entanto, a capacidade do algoritmo de corrigir o ruído de fase é prejudicada pela rotação de fase não linear. Isso se traduz numa constelação equalizada com muitos erros. A figura 39 mostra o resultado da constelação DP-16QAM após uma transmissão por 430 km, utilizando a potência de +3 dBm. Claramente os pontos da constelação estão mais afastados um do outro e menos dispersos quando utilizamos a equalização com o DBP (Figura 39 (a)), em comparação com a equalização puramente linear (Figura 39 (b)), reproduzindo uma menor taxa de erro.

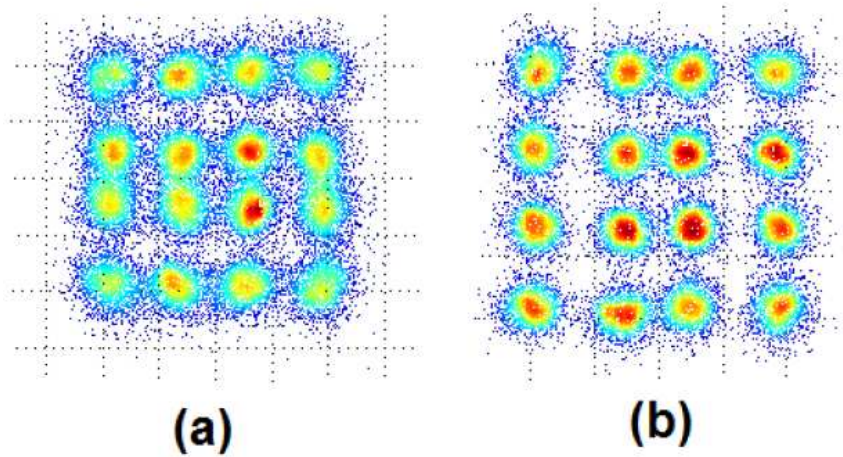


Figura 39 – Constelação equalizada de uma transmissão experimental DP-16QAM com uma potência de lançamento de +3dBm (a) Equalização Linear, (b) DBP

5.1.3 Resultados Experimentais em sistemas WDM

Como descrito no Capítulo 4, a influência da modulação cruzada de fase (XPM) é duas vezes mais intensa que aquela da SPM. Desta forma, para sistemas WDM, a XPM se torna o efeito não linear estabelecedor do Limite de Não Linearidade.

Em tese, o algoritmo de DBP poderia compensar não só a SPM, mas também a XPM, desde que se tivesse conhecimento da informação dos canais vizinhos a cada instante. Para isso seria necessário um receptor coerente com banda suficiente para detectar vários canais ou receptores trocando informação entre si na mesma taxa de símbolos - situações que não são realizáveis em sistemas de transmissão atuais. Desta forma, realizamos experimentos em um sistema WDM de modo a avaliar o desempenho do DBP, mesmo ele sendo capaz de compensar somente os efeitos da SPM.

O esquemático do sistema de transmissão WDM está demonstrado na figura 40. O transmissor consiste de uma bancada com 32 lasers, modulados no formato PDM-QPSK a 112 Gb/s. Todos os lasers, com exceção daquele do canal central, são do tipo DFB com largura de linha de 2 MHz. O laser do canal central é do tipo sintonizável de cavidade externa (ECL - *External Cavity Laser*), com largura de linha de 100 kHz. Três geradores de padrões aleatórios independentes são utilizados, um para o canal central, outro para os demais canais pares e o terceiro para os canais ímpares; de modo que os símbolos estejam descorrelacionado em canais vizinhos, tornando o experimento mais próximo de uma situação real. A saída dos moduladores são combinadas e o sinal resultante é amplificado para atingir uma potência de lançamento de 0 dBm por canal. O *loop* de recirculação é composto por quatro enlaces de 50 km e um enlace de 20 km de fibra de sílica pura. O coeficiente de atenuação da fibra é de 0.176 dB/km, o coeficiente de CD é de 18.4 ps/nm/km, a área efetiva é de $80\mu\text{m}^2$ e o coeficiente de PM está em $0.067\text{ ps}/\sqrt{\text{km}}$. Entre

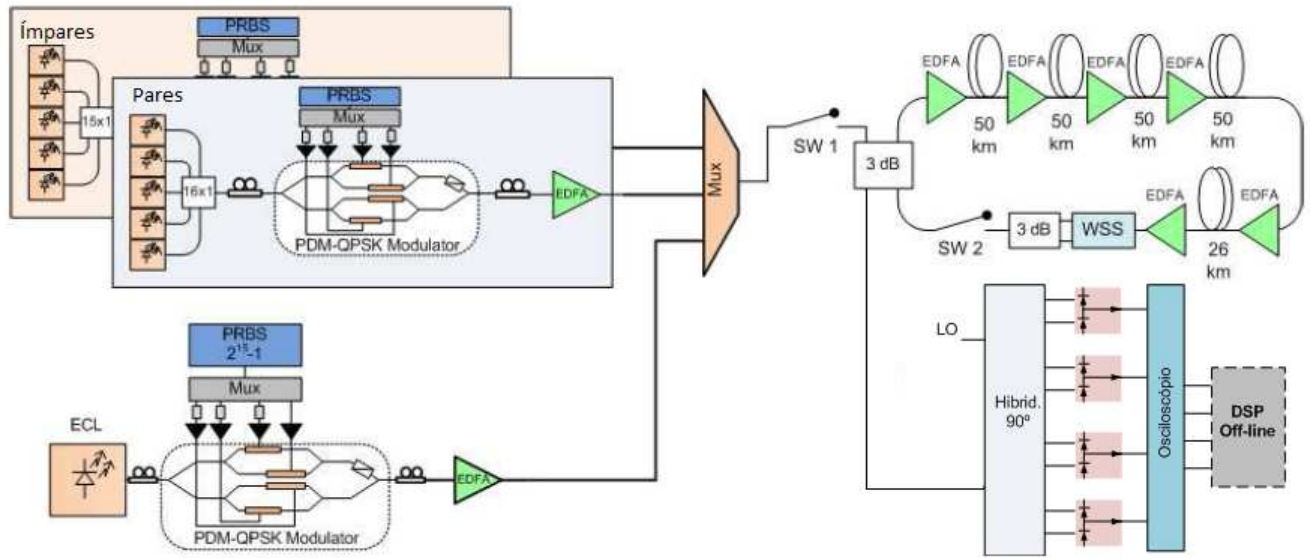


Figura 40 – Esquemático de transmissão experimental DP-QPSK 112 Gb/s WDM de 32 canais

cada enlace de fibra está localizado um EDFA com figura de ruído de 4.6 dB. O receptor consiste de um pre-amplificador (EDFA), seguido por um filtro óptico sintonizável de 200 GHz de banda responsável por filtrar o ruído introduzido pelo amplificador óptico e um conjunto de Híbridas 90°, responsável pela demodulação do sinal DP-QPSK. O sinal é então amostrado a $56 \cdot 10^9$ amostras por segundo, possibilitando a aplicação de técnicas de DSP.

A figura 41 mostra a comparação da BER variando com a distância, quando utilizamos somente equalização linear e quanto utilizamos o DBP para compensar SPM. Podemos perceber que temos um ganho quase constante, mas que vai diminuindo com a distância, ao utilizarmos o DBP. Embora não tão significativo quanto no contexto de transmissão monocanal, o algoritmo consegue melhorar o alcance no sistema mesmo sem compensar a XPM. A diminuição da melhora com a distância está ligada ao aumento inerente de ruído ASE e também com o acúmulo de efeitos não lineares não compensados.

5.1.4 Estudo da Complexidade

Um ponto muito importante e sempre discutido no estudo de métodos de compensação de não linearidades é a complexidade computacional dos algoritmos e sua implementabilidade em sistemas práticos reais. Dedicamos esta sessão a essa análise.

O custo computacional do DBP está diretamente relacionado com o método de Split-Step Fourier, descrito na sessão 4.3.1, e com a utilização repetida de FFTs e IFFTs em cada bloco de equalização. Comparado ao custo das FFTs e IFFTs, a parte do algoritmo

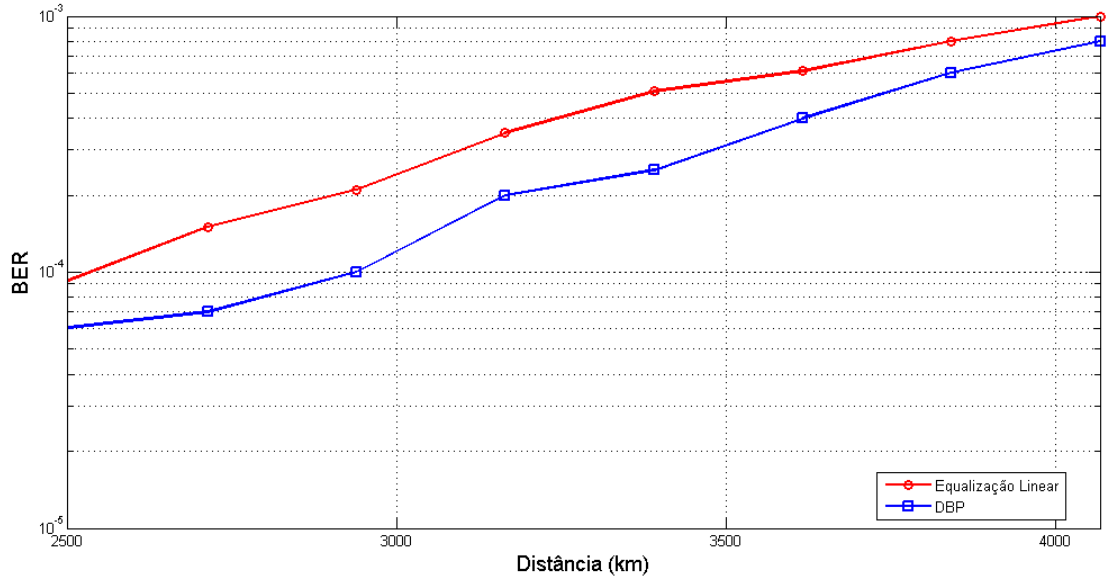


Figura 41 – Comparação da variação de BER com distância para diferentes métodos de equalização, numa transmissão experimental WDM DP-QPSK

que de fato compensa a rotação de fase não linear é relativamente pouco custosa.

O algoritmo de DBP utiliza M estágios de equalização (tipicamente igual ao número de enlaces entre amplificadores), cada um contendo um estágio de equalização da dispersão cromática e um estágio de equalização da rotação de fase não linear. O estágio de compensação de dispersão cromática contém uma FFT complexa, com $N_{DBP} \times \log_2(N_{DBP})$ multiplicações, um estágio de equalização linear de N_{DBP} multiplicações e uma IFFT complexa de complexidade igual à da FFT. O estágio não linear corresponde a somente $4N$ multiplicações complexas. Considerando as duas polarizações, chegamos a um total de:

$$4 \times N_{DBP} \times \log_2(N_{DBP}) + 10 \times N_{DBP} \quad (5.1)$$

Esse é o número de multiplicações complexas para cada bloco de equalização. Assumindo que esse bloco equalize o correspondente a 100 km de comprimento de fibra óptica, utilizamos uma FFT com $N_{DBP} = 512$. Nesse contexto, utilizando a fórmula dada em (5.1), temos um total de 23552 multiplicações complexas por estágio. De modo a inferir o número de multiplicações complexas por símbolo por estágio, levamos em conta que o método de *overlap-and-save* tem um uso efetivo de 70% dos dados. Assim, temos:

$$\frac{23552}{(0.7 \times 2 \times 512)} = 32.8 \quad (5.2)$$

Se, no entanto, utilizarmos somente equalização linear, teremos:

$$4 \times N_{LINEAR} \times \log_2(N_{LINEAR}) + 2 \times N_{LINEAR} \quad (5.3)$$

Sendo $N_{LINEAR} \gg N_{DBP}$, devido ao fato de um único estágio de equalização ser responsável pela compensação de toda a dispersão cromática acumulada na transmissão. Para equalizar um sistema de transmissão de 10.000 km de fibra SMF, é necessário utilizar $N_{LINEAR} = 4096$. Nesse caso, teríamos 204800 multiplicações complexas para a equalização completa da dispersão cromática. Novamente, para verificar o número de multiplicações complexas por símbolo, temos:

$$\frac{204800}{(0.7 \times 2 \times 4096)} = 35.7 \quad (5.4)$$

Podemos então concluir que cada estágio de DBP tem aproximadamente a mesma complexidade por símbolo que toda a equalização da dispersão cromática no caso linear. Mesmo considerando o alcance em sistemas reais, essa complexidade para compensação não linear tornaria o DSP ordens de grandeza mais custoso.

O algoritmo de CBP tem uma complexidade por bloco de equalização levemente superior ao do DBP, devido à filtragem extra. No caso apresentado na sessão 5.1.1, com três símbolos sendo considerados, teríamos $3 \times N_{DBP}$ multiplicações complexas a mais, resultando numa quantidade total de:

$$4 \times N_{DBP} \times \log_2(N_{DBP}) + 13 \times N_{DBP} \quad (5.5)$$

Assumindo novamente $N_{DBP} = 512$, temos então 25088 multiplicações complexas totais por estágio e, por símbolo por estágio:

$$\frac{25088}{(0.7 \times 2 \times 512)} = 35.0 \quad (5.6)$$

Fica claro então que a principal vantagem do CBP está em diminuir a quantidade de estágios de equalização e, assim, a complexidade total da equalização não linear.

5.1.4.1 Estimativa de Ocupação de Área

Em (PARAHYBA *et al.*, 2015), estimamos a área que o algoritmo de DBP ocuparia num chip DSP. Essa estimativa foi feita traduzindo os blocos do algoritmo (FFT, IFFT, estimação de potência e giro de fase não linear) em Nível de Transferência Lógica (RTL - *Register Transfer Level*) utilizando a ferramenta de síntese de alto nível CatapultTM. Nesse *design*, a frequência de relógio é de 500 MHz e utilizamos uma FFT com $N = 256$.

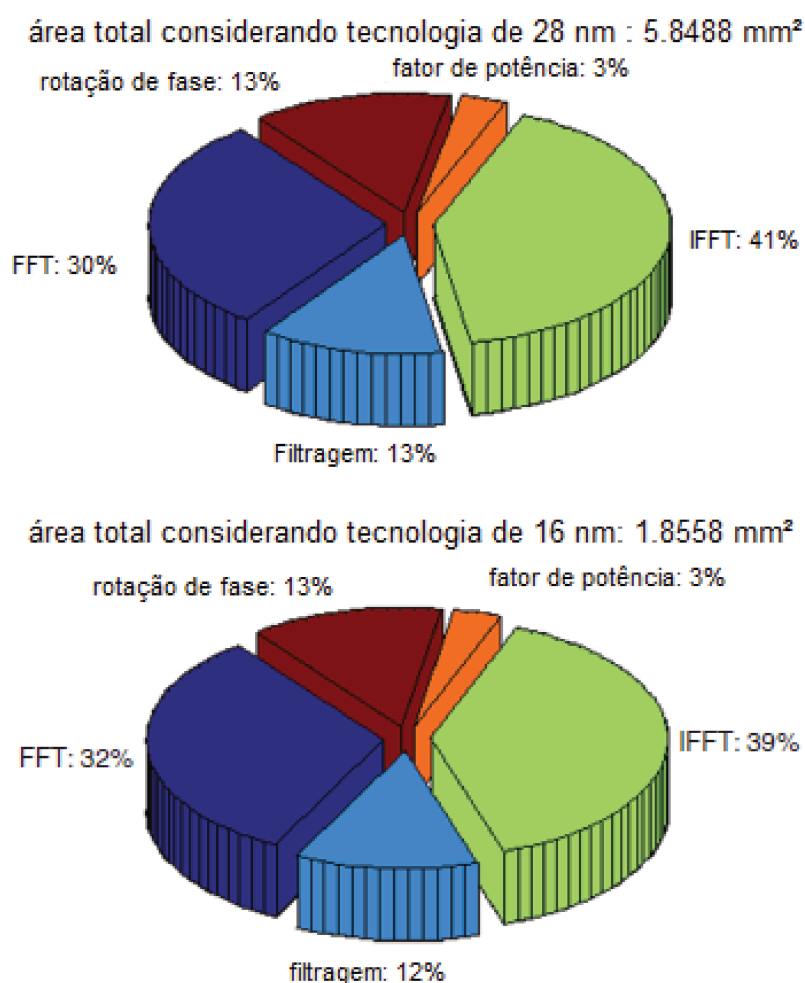


Figura 42 – Área do Chip de cada bloco de Equalização DBP

A figura 42 demonstra a estimativa de área total para um DBP num sistema com duas polarizações, utilizando tecnologia CMOS de 28 nm ou 16 nm. Claramente, o estágio linear (FFT, filtragem e IFFT), responsável por compensação a dispersão cromática, ocupa a maior parte da área do chip, como previsto na sessão anterior. A divisão fica aproximadamente 84% para a parte linear ($\approx 4.7mm^2$ para 28nm e $\approx 1.54mm^2$ para 16 nm), enquanto o estágio não linear (fator de potência e rotação de fase) equivale aos 16% restantes. É interessante observar que, embora tenhamos considerado aproximadamente a mesma complexidade computacional para FFT e IFFT na sessão anterior, aqui vemos que a IFFT ocupa uma área significativamente maior no chip. Isso se deve ao fato de que a IFFT necessita de uma representação de bit maior, devido ao procedimento da filtragem. A diferença na área entre as tecnologias de 16 nm e 28 nm se justifica porque a área total devido a registradores é reduzida em 76.28%, devido ao ganho no quesito de latência. O número de células combinacionais é reduzido somente em 29%.

Esse resultado de área corresponde a um bloco de equalização do DBP, a área total utilizada escala linearmente com a quantidade de blocos totais necessária para a

compensação do efeito da SPM em todo o sistema de transmissão.

5.2 Resultados para o Estimador de Sequência de Máxima Verossimilhança

Conforme descrito na sessão 4.3.2, o estimador de sequência de máxima verossimilhança (MLSE) está posicionado ao final do processo de equalização, já na decisão de qual foi a sequência transmitida, e o seu método não está correlacionado diretamente com qual processo físico o sinal passou em sua transmissão, mas sim com a compensação de interferência intersimbólica de qualquer natureza. Dessa forma, é possível (embora imensamente custoso computacionalmente) utilizar o MLSE em parceria com o DBP para um melhor resultado de equalização.

Utilizando o mesmo esquemático de simulação descrito na sessão 5.1, utilizamos os diferentes métodos apresentados para determinar a máxima distância alcançada até o limite do FEC para um sistema DP-QPSK 112 Gb/s, de modo análogo ao apresentado na figura 33. A figura 43 mostra essa comparação, onde podemos perceber que o DBP apresentou ganhos melhores que o do MLSE. Esse fato pode estar relacionado ao fato de que a interação da dispersão cromática com a rotação não linear numa distância muito longa fez com que o impacto dos efeitos não lineares se estendesse por muitos símbolos vizinhos, não compreendidos na memória do MLSE. Para este caso, o MLSE utilizou três símbolos de memória. No entanto, a interação do DBP em conjunto com o MLSE permitiu estender ainda mais a distância máxima alcançada, ou seja, possibilitou o aumento do Limite de Não Linearidade, através da correção da interferência intersimbólica residual.

A verificação experimental do potencial de equalização do MLSE foi realizada no contexto de DP-16QAM a 224 Gb/s, como apresentada na sessão 5.1.1. A figura 44 mostra a BER utilizando somente compensação linear, MLSE e DBP, com um bloco de equalização por enlace entre amplificadores, para um sistema de transmissão experimental de 720 km. Para esse experimento, em nenhuma das potências estudadas a equalização linear foi capaz de estabelecer uma taxa de erro de bit inferior ao limite do FEC. Como esperado, o ganho ao se utilizar o DBP aumenta com o aumento da potência de lançamento na fibra. A partir de -1 dBm, percebemos uma penalidade crescente com a potência, indicando a incapacidade de se compensar completamente os efeitos não lineares, mesmo no contexto monocanal. Isso se deve a efeitos distintos, como IXPM, IFWM ou mesmo à interação entre ruído ASE e não linearidade, como também à representação insuficiente do DBP para compensar SPM, ou seja, seriam necessários mais blocos de equalização.

É interessante observar que, na figura 44, temos um melhor resultado utilizando-se o MLSE em comparação ao DBP. Isso pode estar ligado a dois fatores principais: primeiro, em simulação nós temos conhecimento exatos dos parâmetros da fibra (ou seja,

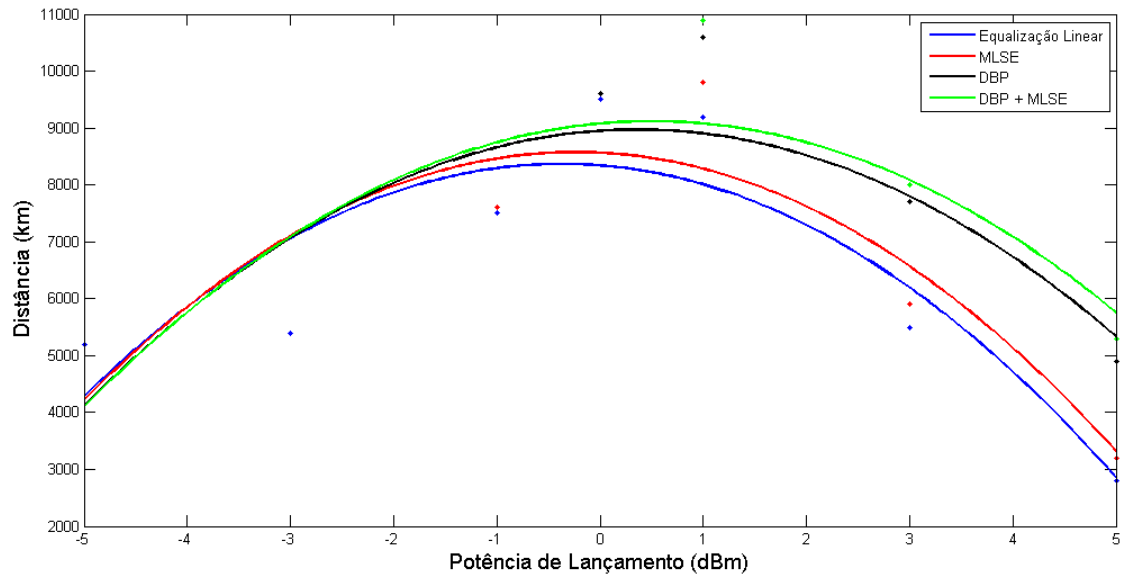


Figura 43 – Comparação da máxima distância alcançada utilizando cada método de equalização, acrescentando-se MLSE, para simulação DP-QPSK 112 Gb/s

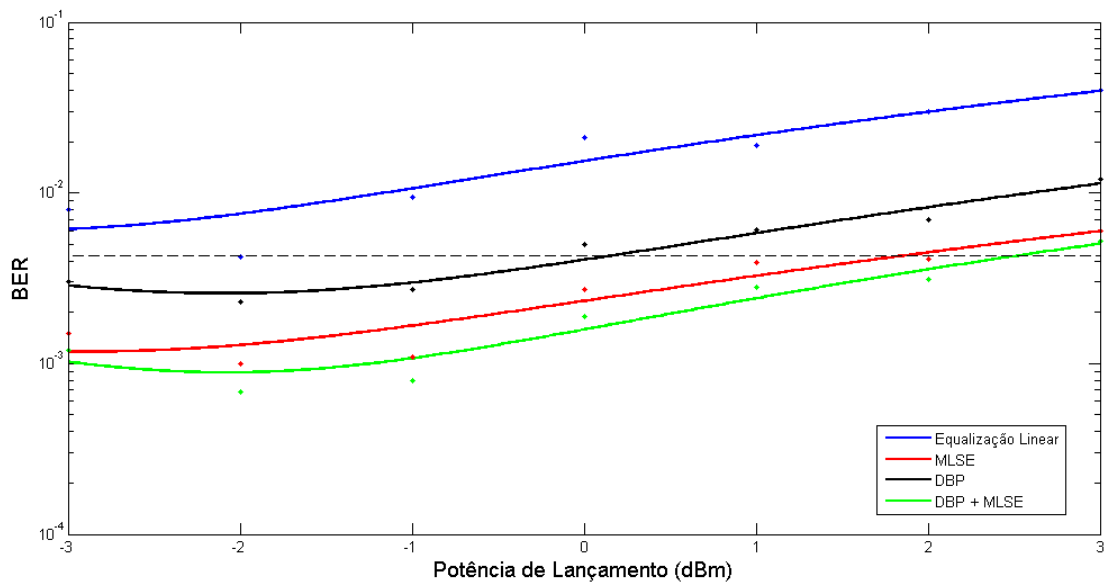


Figura 44 – Comparação de BER utilizando os três métodos para um sistema experimental DP-16QAM 224 Gb/s com potência de lançamento variável para uma distância fixa de 720 km de transmissão

α , β e γ), mas, em situações experimentais, esses valores não são precisos e podem impactar sensivelmente o desempenho do DBP; segundo, a filtragem óptica dos dispositivos empregados (transmissor, receptor, etc.) pode ser maior do que o esperado, impactando mais fortemente, e provocando interferência intersimbólica, do que os efeitos não lineares

propriamente. A aplicação conjunta do DBP e MLSE foi, mais uma vez, a que produziu resultados melhores, com um ganho de aproximadamente 0.65 dB em relação à compensação com o MLSE.

Para finalizar, estendemos o resultado apresentado na figura 38, incluindo os resultados utilizando o DBP e o MLSE. Na figura 45 podemos perceber que os resultados apresentados pelo MLSE são ainda melhores que o DBP, permitindo que o sistema atinja até 600 km. Podemos notar também que a diferença entre o MLSE e o DBP é grande mesmo em distâncias curtas, esse é um outro indício de que o sistema pode estar limitado também por filtragens ópticas, independente da distância transmitida, e que são parcialmente compensadas por esse método. A combinação dos dois métodos resulta numa extensão dessa distância: 640 km, quase três vezes o valor daquela atingida utilizando-se somente compensação linear.

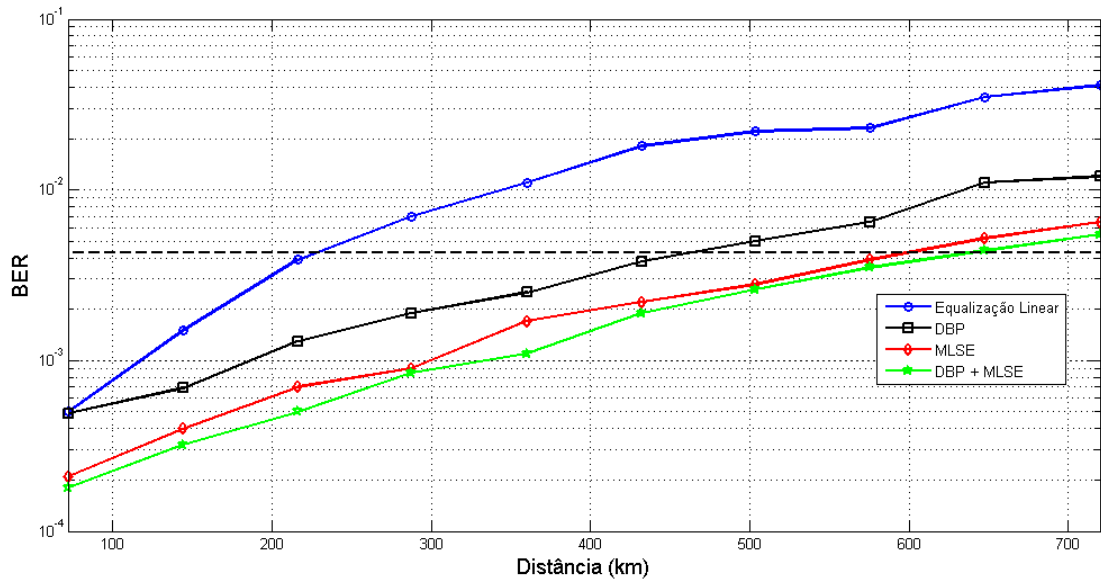


Figura 45 – Comparação de BER variando-se a distância para uma potência de lançamento fixa de 3 dBm: equalização linear (azul); algoritmo de DBP (preto); MLSE (vermelho) e combinação dos dois últimos (verde)

Esses resultados constataam a eficácia desses dois métodos de compensação de não linearidade, sendo um desafio atual a busca de alternativas para torná-los implementáveis em aplicações reais.

6 Conclusões

Neste trabalho, foi inicialmente apresentado um conjunto de algoritmos com o objetivo de equalizar os efeitos físicos que prejudicam a transmissão de sinais em altas taxas através de fibra óptica. Este conjunto de algoritmos é capaz de compensar efeitos lineares, tais como: dispersão cromática, dispersão de modos de polarização e desvio de frequência entre o laser de sinal e o oscilador local.

Entretanto, os efeitos não lineares permanecem como limitantes para o aumento da capacidade de transmissão, tanto em termos de distância quanto de taxa. Foi feita então uma discussão da natureza dos efeitos não lineares e do seu impacto nos sistemas ópticos. O conceito de limite de não linearidade (NLT - *Nonlinear Threshold*) foi apresentado, assim como o objetivo da compensação ou mitigação dos efeitos não lineares: elevar cada vez mais esse limite.

Foram apresentados dois métodos para realizar essa compensação: o algoritmo de retropropagação digital (DBP - *Digital Back-Propagation*), incluindo uma variação que considera os símbolos vizinhos e assim diminuir a complexidade geral (CBP - *Correlated Back-Propagation*), e o estimador de sequência de máxima verossimilhança (MLSE - *Maximum Likelihood Sequence Estimation*). Ambos os algoritmos foram testados no contexto de transmissão de longas distâncias, com formatos de modulação DP-QPSK e DP-16QAM, em sistemas simulados e experimentais, constando-se a sua eficácia na elevação do NLT.

O DBP atua muito bem em sistemas com parâmetros de transmissão bem conhecidos, mas possui um custo computacional ainda muito elevado, para o qual foi apresentado um estudo em termos de multiplicações complexas e de área ocupada num chip. Já o MLSE consegue compensar todo tipo de interferência intersimbólica e, portanto, não está condicionado a parâmetros do sistema, mas sua atuação está limitada a alguns símbolos, podendo sofrer limitações para sistemas de transmissão muito longos. Além disso, a memória necessária aumenta exponencialmente com o número de pontos na constelação, fator importante para futuros formatos de modulação, como 64QAM e 256QAM.

De forma resumida, as principais contribuições deste trabalho podem ser resumizadas pelos seguintes itens abaixo:

1. Foi realizada uma intensa pesquisa bibliográfica acerca do estado da arte de algoritmos de processamento digital de sinais, objetivando a compensação dos efeitos lineares envolvidos num sistema de transmissão óptica de alta capacidade.
2. Foi feito um estudo dos principais efeitos não lineares, que configuram o próximo desafio na expansão da capacidade de transmissão em sistemas ópticos

3. Foram feitos testes de simulação e experimentais de modo a verificar a validade de dois métodos promissores na compensação de efeitos não lineares: o DBP e o MLSE.
4. Foram apresentadas as limitações destes métodos, o que envolveu, pela primeira vez, um estudo da ocupação de área do algoritmo de DBP.

6.1 Publicações referentes à dissertação

Abaixo, encontram-se listadas as publicações feitas com os resultados deste trabalho:

1. Parahyba, V. E., Rosa, E. S., Diniz, J. C., Ribeiro, V. B., e Oliveira, J. C., "Nonlinear Effects Compensation Analysis for Dual Polarization 16QAM Optical Coherent Systems", Simpósio Brasileiro de Telecomunicações - SBRT, 13-16 de setembro de 2012, Brasília-DF
2. Rosa, E. S., Parahyba, V. E., Diniz, J., Ribeiro, V. B., e Oliveira, J. C. (2013), "Nonlinear effects compensation in Optical Coherent PDM-QPSK Systems". Journal of Microwaves, Optoelectronics and Electromagnetic Applications, 12(2), 707-718.
3. Parahyba, V. E., Rosa, E. S., Oliveira, J. C., e Romano, J. M. T., "Nonlinear Effects Mitigation for a PDM-16QAM 224 Gb/s Transmission Systems using DBP and MLSE", Simpósio Brasileiro de Telecomunicações - SBRT, 01-04 de setembro de 2013, Fortaleza-CE
4. de Oliveira, J. R. F., de Moura, U. C., de Paiva, G. E. R., de Freitas, A. P., de Carvalho, L. H. H., Parahyba, V. E., ... e Romero, M. A. (2013), "Hybrid EDFA/Raman Amplification Topology for Repeaterless 4.48 Tb/s (40×112 Gb/s DP-DQPSK) Transmission Over 302 Km of G. 652 Standard Single Mode Fiber". Journal of Lightwave Technology, 31(16), 2799-2808.
5. Floridia, C., de Carvalho, L. H. H., Parahyba, V., Franciscangelis, C., e Pataca, D. M. "Transmissão Óptica Sub-Nyquist WDM de 16 canais de 112 Gb/s DP-QPSK na grade de 25 GHz", Simpósio Brasileiro de Ondas e Microeletrônica - MOMAG, 2014, Curitiba-PR
6. Parahyba, V. E. S., Reis, J. D., Ranzini, S. M., Schneider, E. O., Rosa, E. S., Simões, F. D., ... e Oliveira, J. R. F. (2015). Performance against implementation of digital backpropagation for high-speed coherent optical systems. Electronics Letters, 51(14), 1094-1096.

Referências

- AGRAWAL, G. P. *Fiber-optic communication systems*. [S.l.: s.n.], 1997. v. 1. Citado 7 vezes nas páginas 18, 23, 25, 28, 34, 35 e 43.
- AGRAWAL, G. P. *Nonlinear fiber optics*. [S.l.]: Academic press, 2007. Citado 6 vezes nas páginas 36, 60, 61, 63, 64 e 65.
- ALFIAD, M. S.; BORNE, D. van den; HAUSKE, F. N.; NAPOLI, A.; KOONEN, A.; WAARDT, H. D. Maximum-likelihood sequence estimation for optical phase-shift keyed modulation formats. *Lightwave Technology, Journal of, IEEE*, v. 27, n. 20, p. 4583–4594, 2009. Citado na página 71.
- ANDERSON, C.; WOLFF, M. The web is dead. long live the internet. *Wired Magazine*, v. 18, 2010. Citado na página 18.
- BEER, A. Bestimmung der absorption des rothen lichts in farbigen flüssigkeiten. *Ann. Phys. Chem*, v. 86, n. 2, p. 78–90, 1852. Citado na página 33.
- BETTI, S.; MARCHIS, G. D.; IANNONE, E. *Coherent optical communications systems*. [S.l.]: Wiley-Interscience, 1995. Citado na página 18.
- BORNE, v. d. D. D. *Robust optical transmission systems: modulation and equalization*. Tese (Doutorado) — Technische Universiteit Eindhoven, 2008. Citado 2 vezes nas páginas 35 e 63.
- CARENA, A.; CURRI, V.; BOSCO, G.; POGGIOLINI, P.; FORGHIERI, F. Modeling of the impact of nonlinear propagation effects in uncompensated optical coherent transmission links. *Lightwave Technology, Journal of, IEEE*, v. 30, n. 10, p. 1524–1539. Citado na página 20.
- DOI, M.; SUGIYAMA, M.; TANAKA, K.; KAWAI, M. Advanced linbo3 optical modulators for broadband optical communications. *IEEE Journal of selected topics in quantum electronics*, Institute of Electrical and Electronics Engineers, v. 12, n. 4, p. 745–750, 2006. Citado na página 25.
- FATADIN, I.; SAVORY, S. J. Dsp techniques for 16-qam coherent optical systems. 2010. Citado na página 48.
- GARDNER, F. M. A bpsk/qpsk timing-error detector for sampled receivers. *IEEE Transactions on communications*, v. 34, p. 423–429, 1986. Citado 2 vezes nas páginas 41 e 45.
- GOLDFARB, G.; LI, G. Efficient backward-propagation using waveletbased filtering for fiber backward-propagation. *Optics express*, Optical Society of America, v. 17, n. 11, p. 8815–8821, 2009. Citado na página 69.
- GUIOMAR, F. P.; PINTO, A. N. Simplified volterra series nonlinear equalizer for polarization-multiplexed coherent optical systems. *Lightwave Technology, Journal of, IEEE*, v. 31, n. 23, p. 3879–3891, 2013. Citado na página 69.

- GUIOMAR, F. P.; REIS, J. D.; TEIXEIRA, A. L.; PINTO, A. N. Mitigation of intra-channel nonlinearities using a frequency-domain volterra series equalizer. *Optics express*, Optical Society of America, v. 20, n. 2, p. 1360–1369, 2012. Citado na página 20.
- HAYKIN, S. *Sistemas de comunicação*. [S.l.]: Bookman, 2004. Citado na página 22.
- HAYKIN, S. S. *Adaptive filter theory*. [S.l.]: Pearson Education India, 2008. Citado na página 48.
- IP, E.; KAHN, J. M. Feedforward carrier recovery for coherent optical communications. *Lightwave Technology, Journal of, IEEE*, v. 25, n. 9, p. 2675–2692, 2007. Citado na página 57.
- IP, E.; KAHN, J. M. Compensation of dispersion and nonlinear impairments using digital backpropagation. *Lightwave Technology, Journal of, IEEE*, v. 26, n. 20, p. 3416–3425, 2008. Citado 2 vezes nas páginas 20 e 67.
- KOAI, K.; OLSHANSKY, R.; HILL, P. Dual-function semiconductor laser amplifier in a broad-band subcarrier multiplexed system. *Photonics Technology Letters, IEEE*, IEEE, v. 2, n. 12, p. 926–928, 1990. Citado na página 33.
- KUDO, R.; KOBAYASHI, T.; ISHIHARA, K.; TAKATORI, Y.; SANO, A.; YAMADA, E.; MASUDA, H.; MIYAMOTO, Y.; MIZOGUCHI, M. Single carrier transmission with two-stage overlap frequency domain equalisation for long-haul optical systems. *Electronics letters, IET*, v. 45, n. 3, p. 180–182, 2009. Citado na página 44.
- LI, L.; TAO, Z.; DOU, L.; YAN, W.; ODA, S.; TANIMURA, T.; HOSHIDA, T.; RASMUSSEN, J. C. Implementation efficient nonlinear equalizer based on correlated digital backpropagation. In: OPTICAL SOCIETY OF AMERICA. *Optical Fiber Communication Conference*. [S.l.], 2011. p. OWW3. Citado na página 70.
- MARCUSE, D.; MANYUK, C.; WAI, P. Application of the manakov-pmd equation to studies of signal propagation in optical fibers with randomly varying birefringence. *Lightwave Technology, Journal of, IEEE*, v. 15, n. 9, p. 1735–1746, 1997. Citado na página 66.
- MATEO, E. F.; ZHOU, X.; LI, G. Electronic phase conjugation for nonlinearity compensation in fiber communication systems. In: OPTICAL SOCIETY OF AMERICA. *Optical Fiber Communication Conference*. [S.l.], 2011. p. JWA025. Citado na página 20.
- MENYUK, C. Application of multiple-length-scale methods to the study of optical fiber transmission. *Engineering Mathematics, Journal of, Springer*, v. 36, n. 1-2, p. 113–136, 1999. Citado na página 66.
- MUELLER, K. H.; MÜLLER, M. Timing recovery in digital synchronous data receivers. *Communications, IEEE Transactions on, IEEE*, v. 24, n. 5, p. 516–531, 1976. Citado na página 45.
- NAPOLI, A.; MAALEJ, Z.; SLEIFFER, V. A.; KUSCHNEROV, M.; RAFIQUE, D.; TIMMERS, E.; SPINNLER, B.; RAHMAN, T.; COELHO, L. D.; HANIK, N. Reduced complexity digital back-propagation methods for optical communication systems. *Lightwave Technology, Journal of, IEEE*, v. 32, n. 7, p. 1351–1362, 2014. Citado na página 69.

NAZARATHY, M.; KHURGIN, J.; WEIDENFELD, R.; MEIMAN, Y.; CHO, P.; NOE, R.; SHPANTZER, I.; KARAGODSKY, V. Phased-array cancellation of nonlinear fwm in coherent ofdm dispersive multi-span links. *Optics Express*, Optical Society of America, v. 16, n. 20, p. 15777–15810, 2008. Citado na página 62.

OIF. *Integrable Tunable Laser Assembly MSA*. 2008. Disponível em: <<http://www.oiforum.com/public/documents/OIF-ITLA-MSA-01.2.pdf>>. Citado na página 40.

OIF. *Optical Internetworking Forum, OIF. 100G Ultra Long Haul DWDM Framework Document*. 2009. Disponível em: <<http://www.oiforum.com/public/documents/OIF-FD-100G-DWDM-01.0.pdf>>. Citado na página 27.

PARAHYBA, V.; REIS, J.; RANZINI, S.; SCHNEIDER, E.; ROSA, E.; SIMÕES, F.; DINIZ, J.; CARVALHO, L.; OLIVEIRA, J.; OLIVEIRA, J. *et al.* Performance against implementation of digital backpropagation for high-speed coherent optical systems. *Electronics Letters*, IET, v. 51, n. 14, p. 1094–1096, 2015. Citado na página 83.

PETERMANN, K. *Laser diode modulation and noise*. [S.l.]: Springer Science & Business Media, 2012. v. 3. Citado na página 24.

PFAU, T.; HOFFMANN, S.; NOÉ, R. Hardware-efficient coherent digital receiver concept with feedforward carrier recovery for m -qam constellations. *Lightwave Technology, Journal of*, IEEE, v. 27, n. 8, p. 989–999, 2009. Citado na página 57.

RAFIQUE, D.; MUSSOLIN, M.; FORZATI, M.; MÅRTENSSON, J.; CHUGTAI, M. N.; ELLIS, A. D. Compensation of intra-channel nonlinear fibre impairments using simplified digital back-propagation algorithm. *Optics express*, Optical Society of America, v. 19, n. 10, p. 9453–9460, 2011. Citado na página 20.

RAINIE, L. Internet, broadband, and cell phone statistics. *Pew Internet & American Life Project*, v. 5, 2010. Citado na página 18.

ROBERTS, K.; CHUANDONG, L.; STRAWCZYNSKI, L.; O’SULLIVAN, M.; HARDCASTLE, I. Electronic precompensation of optical nonlinearity. *IEEE Photonics Technology Letters*, Institute of Electrical and Electronics Engineers, v. 18, n. 1-4, p. 403–405, 2006. Citado na página 67.

SAVORY, S. J. Digital filters for coherent optical receivers. *Optics Express*, Optical Society of America, v. 16, n. 2, p. 804–817, 2008. Citado 4 vezes nas páginas 43, 45, 48 e 50.

SAVORY, S. J. Digital coherent optical receivers: algorithms and subsystems. *Selected Topics in Quantum Electronics, IEEE Journal of*, IEEE, v. 16, n. 5, p. 1164–1179, 2010. Citado na página 39.

SEIMETZ, M. *High-order modulation for optical fiber transmission*. [S.l.]: Springer Science & Business Media, 2009. v. 143. Citado 4 vezes nas páginas 23, 24, 26 e 30.

SHANNON, C. E. A mathematical theory of communication. *ACM SIGMOBILE Mobile Computing and Communications Review*, ACM, v. 5, n. 1, p. 3–55, 2001. Citado na página 19.

- STOJANOVIC, N.; HUANG, Y.; HAUSKE, F. N.; FANG, Y.; CHEN, M.; XIE, C.; XIONG, Q. Mlse-based nonlinearity mitigation for wdm 112 gbit/s pdm-qpsk transmissions with digital coherent receiver. In: OPTICAL SOCIETY OF AMERICA. *Optical Fiber Communication Conference*. [S.l.], 2011. p. OWW6. Citado 2 vezes nas páginas 20 e 70.
- TAYLOR, M. G. Coherent detection method using dsp for demodulation of signal and subsequent equalization of propagation impairments. *Photonics Technology Letters, IEEE*, IEEE, v. 16, n. 2, p. 674–676, 2004. Citado na página 22.
- VITERBI, A. Nonlinear estimation of psk-modulated carrier phase with application to burst digital transmission. *Information Theory, IEEE Transactions on*, IEEE, v. 29, n. 4, p. 543–551, 1983. Citado na página 55.
- WINZER, P. J.; ESSIAMBRE, R.-J. Advanced optical modulation formats. *Proceedings of the IEEE*, IEEE, v. 94, n. 5, p. 952–985, 2006. Citado na página 19.
- ZHANG, J.; DJORDJEVIC, I. B. Optimum signal constellation design for rotationally symmetric optical channel with coherent detection. In: OPTICAL SOCIETY OF AMERICA. *Optical Fiber Communication Conference*. [S.l.], 2011. p. OThO3. Citado na página 20.