



**João Carlos Soriano Sampaio Januario**

Monitorador da OSNR de Sistemas ópticos WDM  
via Interferômetro Mach Zehnder

CAMPINAS

2014





Universidade Estadual de Campinas  
Faculdade de Eng. Elétrica e de Computação  
Departamento de Comunicações

MONITORADOR DA OSNR DE SISTEMAS ÓPTICOS  
WDM VIA INTERFERÔMETRO MACH ZEHNDER

**Autor: João Carlos Soriano Sampaio Januario**

Orientador: Prof. Dr. Hugo Enrique Hernandez Figueroa

Co-orientador: Dr. Júlio César Rodrigues Fernandes de Oliveira

Dissertação de Mestrado 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. Área de concentração: Telecomunicações e Telemática.

Este exemplar corresponde à versão final da dissertação defendida pelo aluno João Carlos Soriano Sampaio Januário e orientada pelo Prof Dr. Hugo Enrique Hernandez Figueroa.

---

Hugo Enrique Hernandez Figueroa

CAMPINAS  
2014

Ficha catalográfica  
Universidade Estadual de Campinas  
Biblioteca da Área de Engenharia e Arquitetura  
Rose Meire da Silva - CRB 8/5974

J268m      Januario, João Carlos Soriano Sampaio, 1989-  
Monitorador da OSNR de sistemas ópticos WDM via Interferômetro de Mach Zehnder / João Carlos Soriano Sampaio Januario. – Campinas, SP : [s.n.], 2014.

Orientador: Hugo Enrique Hernandez Figueroa.  
Coorientador: Júlio César Rodriguez Fernandes de Oliveira.  
Dissertação (mestrado) – Universidade Estadual de Campinas, Faculdade de Engenharia Elétrica e de Computação.

1. Sistemas WDM. 2. Comunicações óticas. 3. Razão sinal-ruído. 4. Interferômetros. I. Hernandez-Figueroa, Hugo Enrique, 1959-. II. Oliveira, Júlio César Rodrigues Fernandes de. III. Universidade Estadual de Campinas. Faculdade de Engenharia Elétrica e de Computação. IV. Título.

Informações para Biblioteca Digital

**Título em outro idioma:** OSNR monitor for WDM optical system based on Mach Zehnder Interferometer

**Palavras-chave em inglês:**

WDM systems

Optics communications

Signal-to-noise

Interferometers

**Área de concentração:** Telecomunicações e Telemática

**Titulação:** Mestre em Engenharia Elétrica

**Banca examinadora:**

Hugo Enrique Hernandez Figueroa [Orientador]

Marcelo Luis Francisco Abbade

Lucas Heitzmann Gabrielli

**Data de defesa:** 09-05-2014

**Programa de Pós-Graduação:** Engenharia Elétrica

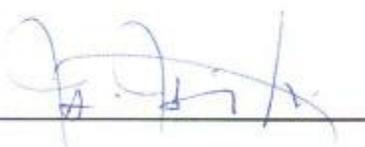
Fis. nº	25
Proc.	01P09294/12
Rubrica:	

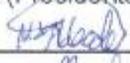
## COMISSÃO JULGADORA - TESE DE MESTRADO

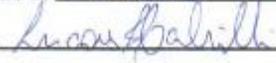
**Candidato:** João Carlos Soriano Sampaio Januário

**Data da Defesa:** 9 de maio de 2014

**Título da Tese:** "Monitor da OSNR de Sistemas Ópticos WDM via Interferômetro Mach Zehnder"

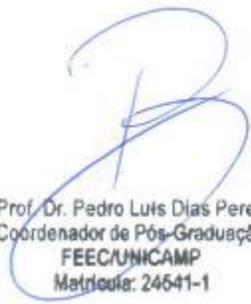
Prof. Dr. Hugo Enrique Hernandez Figueroa (Presidente): 

Prof. Dr. Marcelo Luís Francisco Abbade: 

Prof. Dr. Lucas Heitzmann Gabrielli: 

### ERRATA:

O nome correto do aluno é João Carlos Soriano Sampaio Januario.

  
Prof. Dr. Pedro Luis Dias Peres  
Coordenador de Pós-Graduação  
FEEC/UNICAMP  
Matrícula: 24641-1



# RESUMO

O alto crescimento da demanda por tráfego nas redes ópticas de comunicações impulsionaram sua rápida evolução a fim de que esta passasse a suportar altas taxas de transmissão e otimizasse os recursos presentes em sua camada física. Para acompanhar este desenvolvimento as arquiteturas de rede também se modernizaram, partindo das redes ponto a ponto para as atuais redes em malha, as quais requerem que uma monitoração da performance do sinal óptico seja realizada ao longo de todo o seu enlace para que os parâmetros adquiridos sirvam de entrada para um controle capaz de proporcionar a flexibilidade que a rede necessita.

Por esta razão este trabalho apresenta uma proposta de monitorador da relação sinal ruído óptica (*Optical Signal to Noise Ratio, OSNR*), principal parâmetro associado à qualidade do sinal em um enlace óptico, baseado nas propriedades de um interferômetro Mach Zehnder. Análises em simulação e experimentais foram conduzidas para avaliar a robustez do método na presença de efeitos dispersivos e verificou-se sua validade tanto para sinais não coerentes modulados em apenas uma polarização quanto para sinais codificados a partir da multiplexação de polarizações. Experimentalmente esta afirmação se confirma através da obtenção de um erro de monitoração menor que 1,5 dB para uma faixa de OSNR de 5 dB à 25 dB para o sinal OOK à 10 Gb/s e um erro menor que 3,0 dB para os sinais DP-QPSK à 112 Gb/s e 16QAM à 224 Gb/s para a mesma faixa de variação de OSNR.



# ABSTRACT

The increasing demand for data in an optical network boosted its fast development in order to allow higher transmission rates and ensure a new generation of components on network physical layer. To follow this development the network architectures evolved too, starting from point to point network and going to actual mesh scenario, which requires a performance monitoring to guarantee a high level of reconfigurability and flexibility.

Because of that, this work shows a new approach based on a Mach Zehnder interferometer to monitor optical signal to noise ratio (OSNR), the main parameter related to signal quality in an optical link. Analysis in a simulation environment and experimentally were made to evaluate the robustness of this new method in presence of dispersive effects. With that, it was validated its accuracy for non coherent signals modulated with only one polarization and for signals which exploit polarization multiplexing. Experimental analysis show a monitoring error below 1.5dB for a signal OOK at 10Gb/s with an OSNR range from 5dB to 25dB and for a signal DP-QPSK at 112Bb/s and 16QAM at 224Gb/s a monitoring error below 3.0dB was reached with the same OSNR range.



# SUMÁRIO

1	Introdução .....	1
2	Fundamentação Teórica .....	4
2.1	Fibra óptica .....	4
2.1.1	Atenuação.....	4
2.1.2	Dispersão .....	6
2.1.2.1	Dispersão cromática .....	6
2.1.2.2	Dispersão de Modo de Polarização .....	7
2.2	Princípios envolvidos na monitoração da OSNR .....	8
2.2.1	Diversidade de polarização.....	9
2.2.2	Batimento .....	11
2.2.3	Diversidade de coerência .....	13
3	Revisão Bibliográfica.....	18
3.1	Técnicas de medição direta.....	19
3.1.1	Diversidade de polarização.....	19
3.1.2	Batimento .....	23
3.2	Técnicas de monitoração.....	26
3.2.1	Espectro de potência de RF .....	26
3.2.2	Diversidade de coerência .....	29
3.3	Método Proposto .....	36
4	Resultados .....	42
4.1	Simulação .....	42
4.1.1	Sinais modulados em uma polarização .....	44
4.1.1.1	Influência da variação da potência de entrada .....	45
4.1.1.2	Influência da dispersão cromática.....	46
4.1.1.3	Influência da dispersão de modo de polarização .....	47
4.1.2	Sinais modulados em duas polarizações .....	49
4.1.2.1	Influência da variação da potência de entrada .....	50
4.1.2.2	Influência da dispersão cromática.....	51
4.1.2.3	Influência da dispersão de modo de polarização .....	51

4.1.2.4	Influência da perda dependente de polarização .....	53
4.1.3	Vantagens na utilização do PBS para o método proposto .....	53
4.2	Experimento .....	56
4.2.1	Sinais modulados em um polarização .....	58
4.2.1.1	Influência da variação da potência de entrada .....	59
4.2.1.2	Influência da dispersão cromática.....	60
4.2.1.3	Influência da dispersão de modo de polarização .....	60
4.2.2	Sinais modulados em duas polarizações .....	62
4.2.2.1	Influência da variação da potência de entrada .....	62
4.2.2.2	Influência da dispersão cromática.....	63
4.2.2.3	Influência da dispersão de modo de polarização .....	64
5	Conclusão .....	66

*À minha família.*



# AGRADECIMENTOS

Agradeço ao Prof. Dr. Hugo Enrique Hernandez Figueroa e ao Dr. Júlio César Rodrigues Fernandes de Oliveira pela orientação e confiança depositada em mim ao longo deste trabalho. Agradeço pela paciência e pela disposição em repassar os seus conhecimentos.

Quero também estender meu agradecimento a minha família que muito me apoiou e me proporcionou as bases necessárias para chegar até este momento. Sem os conselhos de minha mãe e os exemplos de meu pai o caminho que percorri seria muito mais árduo. Outra pessoa que desempenhou um papel fundamental nesta conquista foi minha noiva, Lisley. Sua presença em minha vida fez todo o esforço parecer mais suave e a conquista ser cada vez mais certa.

Agradeço a todos os colegas do CPqD que em muitos momentos compartilharam seu tempo e conhecimento. Em especial cito o Alexandre Freitas, Heitor Carvalho e o Vitor Vale que contribuíram em minhas pesquisas e me auxiliaram na realização dos experimentos laboratoriais.

Agradeço à UNICAMP/FFEC, ao CPqD e ao FUNTTEL pelo apoio estrutural e financeiro.



# LISTA DE FIGURAS

Figura 1 – Perfil de atenuação de um fibra óptica padrão (SMF) ao longo do comprimento de onda. Esta figura é uma representação do perfil de atenuação descrito pela referência [5]. .....	5
Figura 2 – (a) Variação estatística da variação da DGD com o tempo; (b) distribuição Maxwelliana do padrão de probabilidade da DGD. Esta figura é uma representação do comportamento da DGD descrito pela referência [8]. .....	8
Figura 3 - Representação das componentes de polarização ortogonais de um sinal sob os eixos transversais do modo TE e TM. Destaque para a decomposição destas componentes nos eixos TE e TM. ....	10
Figura 4 - (a) Densidade espectral de potência do ruído óptico após um filtro passa banda com largura B; (b) sua correspondente função de autocorrelação .....	14
Figura 5 –Função de autocorrelação normalizada dos seguintes sinais ópticos: NRZ-OOK, NRZ-DP-QPSK, RZ-DP-QPSK, NRZ-16-QAM e RZ-16QAM, além da ruído óptico sob ação do filtro óptico gaussiano de ordem um otimizado para grade de 50GHz. ....	15
Figura 6 –Esquemático de um interferômetro Mach Zehnder com atraso de linha $\tau_d$ e um atraso de fase $\tau_p$ . ....	16
Figura 7 –Padrão de interferência na saída de um interferômetro com atraso de linha variável e uma variação de fase periódica. O comprimento de coerência do sinal de entrada é indicado por $L_c$ . A máxima interferência em um sistema sem perdas é duas vezes a potência média do sinal contido em um de seus braços.....	16
Figura 8 –Esquemático do método proposto para monitoração da OSNR descrito em [13]. ....	20
Figura 9 - Esquemático do modelo de monitoração proposto por [10]. ....	21
Figura 10 - Diagrama do protótipo de monitorador de OSNR proposto por [17].....	21
Figura 11 - Distribuição dos estados de polarização do sinal DP-QPSK em três situações distintas: (a) na ausência de ruído óptico; (b) com 10 dB de OSNR no sistema; (c) sistema com 10 dB de OSNR, mas na presença de um alto valor de dispersão cromática.....	23
Figura 12 – (a) Esquemático do método proposto por [22]; (b) Descrição do espectro de um sinal sob ação e dois filtros ópticos simétricos. ....	23
Figura 13 –Diagrama do método descrito em [23]. ....	24
Figura 14 –Método de monitoração baseado na análise do ruído de batimento e da diversidade de polarização [24]......	25

Figura 15 –Diagrama da técnica de monitoração baseada na análise do ruído de batimento, na qual utiliza um atraso de linha em uma das componentes de polarização do sinal para destacar o espectro do nível do ruído [26].	25
Figura 16 –Esquemático do método proposto por [27], o qual é baseado na análise do espectro de RF do sinal.	27
Figura 17 –Diagrama do método de monitoração proposto por [32] baseado no espectro de RF.	28
Figura 18 – Diagrama de um método baseado na diferença de coerência entre o sinal e o ruído obtida com o uso de interferômetro Mach Zehnder com atraso de linha [35].	29
Figura 19 –(a) Esquemático proposto por [39] para monitorar a OSNR através da diversidade de coerência entre o sinal e o ruído através de interferômetro com atraso de linha; (b) detalhes do interferômetro desenvolvido por [39] na plataforma SOI.	31
Figura 20 –Diagrama do método proposto por [40]. Destaque para os dois interferômetros de Michelson com atraso de linha distintos.	32
Figura 21 –Esquemático do método interferométrico proposto por [44] para monitoração de sinais modulados em apenas uma polarização.	34
Figura 22 - Influência do número de interferômetros no cálculo da função de autocorrelação do sinal a partir da série quadrática proposta por [40].	37
Figura 23 – Relação entre a distribuição de potência nas componentes ortogonais da polarização do sinal (fator $r$ ) e o cálculo de sua autocorrelação ( $\gamma_s$ ) e no erro de monitoração.	38
Figura 24 – Método proposto para monitoração da OSNR.	39
Figura 25 - Esquemático do modelo em simulação para avaliação do método proposto.	43
Figura 26 – Perfis de atenuação dos filtros ópticos utilizados experimentalmente e na simulação. As linhas tracejadas em destaque na vertical indicam a grade de 50 GHz a qual o canal usada na caracterização está alocado.	44
Figura 27 - Monitoração da OSNR obtida em simulação para o sinal NRZ-OOK à 28 Gb/s. (a) Resultados da monitoração; (b) erro de monitoração.	45
Figura 28 - Monitoração da OSNR obtida em simulação para o sinal NRZ-QPSK à 28 Gb/s. (a) Resultados da monitoração; (b) erro de monitoração.	46
Figura 29 – Monitoração da OSNR obtida em simulação diante da influência de 750 ps/nm de CD para o sinal NRZ-OOK e NRZ-QPSK. (a) Resultados da monitoração; (b) erro de monitoração.	47
Figura 30 - Monitoração da OSNR obtida em simulação diante da influência de 45 ps de DGD para o sinal NRZ-OOK e NRZ-QPSK. (a) Resultados da monitoração; (b) erro de monitoração.	48

Figura 31 - Monitoração da OSNR obtida em simulação diante da influência de 750 ps/nm de CD e 45 ps de DGD para o sinal NRZ-OOK e NRZ-QPSK. (a) Resultados da monitoração; (b) erro de monitoração.....	48
Figura 32 - Monitoração da OSNR obtida em simulação para o sinal NRZ-DP-QPSK à 112Gb/s. (a) Resultados da monitoração; (b) erro de monitoração.....	50
Figura 33 - Monitoração da OSNR obtida em simulação para o sinal NRZ-16QAM à 224 Gb/s. (a) Resultados da monitoração; (b) erro de monitoração.....	50
Figura 34 - Monitoração da OSNR obtida em simulação diante da influência de 750 ps/nm de CD para o sinal NRZ-DP-QPSK e NRZ-16QAM. (a) Resultados da monitoração; (b) erro de monitoração.....	51
Figura 35 - Monitoração da OSNR obtida em simulação diante da influência de 45ps de DGD para o sinal NRZ-DP-QPSK e NRZ-16QAM. (a) Resultados da monitoração; (b) erro de monitoração..	52
Figura 36 - Monitoração da OSNR obtida em simulação diante da influência de 750 ps/nm de CD e 45 ps de DGD para o sinal NRZ-DP-QPSK e NRZ-16QAM. (a) Resultados da monitoração; (b) erro de monitoração.....	52
Figura 37 - Monitoração da OSNR obtida em simulação diante da influência da PDL para o sinal NRZ-DP-QPSK. (a) Resultados da monitoração; (b) erro de monitoração.....	53
Figura 38 - Monitoração da OSNR obtida em simulação para o sinal NRZ-DP-QPSK na presença de 750 ps/nm de CD. Foi considerado dois arranjos: um com a presença de um PBS; e outro sem este componente. (a) Resultados da monitoração; (b) comparação entre o erro de monitoração. .	54
Figura 39 - Monitoração da OSNR obtida em simulação para o sinal NRZ-DP-QPSK na presença de 45 ps DGD. Foi considerado dois arranjos: um com a presença de um PBS; e outro sem este componente. (a) Resultados da monitoração; (b) comparação entre o erro de monitoração. .	55
Figura 40 - Monitoração da OSNR obtida em simulação para o sinal NRZ-DP-QPSK na presença de 750 ps/nm de CD e 45ps DGD. Foi considerado dois arranjos: um com a presença de um PBS; e outro sem este componente. (a) Resultados da monitoração; (b) comparação entre o erro de monitoração.....	55
Figura 41 - Arranjo experimental desde a geração do sinal até o monitorador proposto. ....	57
Figura 42 - Arranjo experimental montado para validação do método de estimação de OSNR proposto.....	57
Figura 43 - Monitoração da OSNR obtida experimentalmente para o sinal NRZ-OOK à 10Gb/s. (a) Resultados da monitoração; (b) erro de monitoração.....	59

Figura 44 - Monitoração da OSNR obtida experimentalmente diante da influência de 750 ps/nm de CD para o sinal NRZ-OOK. (a) Resultados da monitoração; (b) erro de monitoração. ....	60
Figura 45 - Monitoração da OSNR obtida experimentalmente diante da influência de 45ps de DGD para o sinal NRZ-OOK. (a) Resultados da monitoração; (b) erro de monitoração.....	61
Figura 46 - Monitoração da OSNR obtida experimentalmente diante da influência de 750 ps/nm de CD e 45ps de DGD para o sinal NRZ-OOK. (a) Resultados da monitoração; (b) erro de monitoração. ....	61
Figura 47 - Monitoração da OSNR obtida experimentalmente para o sinal NRZ-DP-QPSK à 112 Gb/s. (a) Resultados da monitoração; (b) erro de monitoração. ....	62
Figura 48 - Monitoração da OSNR obtida em simulação para o sinal NRZ-DP-16QAM à 224Gb/s. (a) Resultados da monitoração; (b) erro de monitoração.....	63
Figura 49 - Monitoração da OSNR obtida experimentalmente diante da influência de 750 ps/nm de CD para o sinal NRZ-DP-QPSK e NRZ-16QAM. (a) Resultados da monitoração; (b) erro de monitoração.....	64
Figura 50 - Monitoração da OSNR obtida experimentalmente diante da influência de 45ps de DGD para o sinal NRZ-DP-QPSK e NRZ-16QAM. (a) Resultados da monitoração; (b) erro de monitoração. ....	64
Figura 51 - Monitoração da OSNR obtida experimentalmente diante da influência de 750 ps/nm de CD e 45ps de DGD para o sinal NRZ-DP-QPSK e NRZ-16QAM. (a) Resultados da monitoração; (b) erro de monitoração.....	65

# LISTA DE TABELAS

Tabela 1 - Comparação das diversas técnicas de medição de OSNR .....	36
--	----



# 1

## INTRODUÇÃO

Ao longo dos anos serviços como o de telefonia, canais de televisão por assinatura, comércios on-line, trocas de dados bancários e aplicações como vídeo sob demanda impulsionaram a disseminação da internet, o que exigiu uma rápida evolução da rede óptica para que esta passasse a suportar altas taxas de transmissão e otimizasse os recursos presentes em sua camada física. Dentre as técnicas que possibilitaram o aumento da capacidade de uma rede óptica, se destaca a que tornou possível a combinação de múltiplos sinais ópticos com diferentes comprimentos de ondas em uma única fibra, sendo cada um destes sinais portador de informações distintas. Esta técnica partiu de sistemas *Wavelength Division Multiplexing* (WDM) e evoluiu para os sistemas *Dense Wavelength Division Multiplexing* (DWDM) o que possibilitou que a capacidade de banda transmitida por uma fibra óptica passasse de apenas 155 Mbps para múltiplos Tbps [1].

Junto com o desenvolvimento da tecnologia de multiplexação dos comprimentos de onda em uma única fibra, as arquiteturas de rede também precisaram ser modificadas para atender a grande demanda por tráfego de informações, evoluindo de redes ponto a ponto interligadas em anéis com comutação no domínio eletrônico, para sistemas nos quais a comutação é feita na camada óptica em topologias de malha [2]. Esta evolução para comutação na camada óptica promoveu a redução dos custos de operação de uma rede, sendo iniciada com o surgimento dos comutadores fixos, os *Optical Add Drop Multiplexer* (OADM), mas devido à crescente necessidade de banda a ser transmitida e o fato das redes estarem se tornando cada vez menos previsíveis e com topologias mais dinâmicas, as redes ópticas passaram a ser reconfiguráveis, utilizando para tanto o *Reconfigurable Optical Add Drop Multiplexer* (ROADM), que permite rotear cada comprimento de onda presente em uma fibra óptica de forma independente, aumentando a flexibilidade da rede. Contudo, para que estas redes de alta flexibilidade possam

operar de forma a suprir a demanda exigida é preciso que elas sejam operadas de forma inteligente, sendo capaz de estimar o desempenho e a qualidade de transmissão do sinal óptico (Quality of Transmission, QoT) [3].

Ao longo do enlace óptico a qualidade do sinal transmitido é mensurada de forma absoluta através da taxa de erro de bit (Bit Error Rate, BER), a qual é obtida a partir da transmissão e recepção de um padrão de bits conhecido, sendo o seu valor igual a taxa de bits que não correspondem a sequência de referência. Apesar desta grandeza ser a mais precisa para definir a qualidade de uma rede, os custos envolvidos na sua medição tornam esta abordagem restrita a poucas aplicações, pois sempre será necessário a transmissão e recepção de uma determinada sequência de bits para a detecção de erros. Como forma de contornar este problema e tornar a medição da qualidade de uma rede óptica viável ao longo de toda a sua extensão, ao invés de obter a BER de um sistema passaremos a monitorar seu nível de ruído óptico, pois este nível é o principal responsável pela degradação da qualidade do sinal e, conseqüentemente, no seu valor de BER [4]. Por esta razão, um dos parâmetros mais importantes para avaliar a qualidade de um *link* óptico é a relação sinal ruído óptica (*Optical Signal to Noise Ratio*, OSNR), a qual quantifica o nível de ruído óptico em relação ao nível de sinal presente em uma determinada largura espectral.

Nas redes ópticas ponto a ponto de primeira geração (sinal não filtrado) [2], o nível de ruído do canal óptico era estimado diretamente do espectro do sinal. Para tanto, era utilizado um analisador de espectro óptico (Optical Spectrum Analyzer, OSA) para adquirir o espectro do sinal e por meio de uma interpolação linear entre o nível de ruído óptico fora da banda do sinal se estimava o nível no seu interior. Todavia, com o surgimento da nova geração das redes ópticas dinâmicas DWDM, através do uso de ROADMs o número de canais presentes no interior de um *link* óptico passa a ser flexível, dependendo do roteamento realizado pela rede. Dessa forma, cada canal possui um histórico de transmissão distinto, podendo ter passado por diferentes filtragens e ampliações, o que torna característico de cada canal o seu nível de ruído, ou seja, não há mais uma referência de ruído em relação ao sinal que possa ser adotada para se estimar a OSNR.

Para superar a falta de precisão na estimativa da OSNR por meio da interpolação linear, é preciso que técnicas de estimação intrabanda sejam utilizadas. Por esta razão, várias técnicas abordando as diferentes propriedades que definem o sinal do ruído foram propostas para realizar este tipo de estimação da OSNR.

Além da evolução das redes ópticas exigirem uma estimação intrabanda da OSNR, outro requisito que precisa ser alcançado é a capacidade da monitoração ser realizada de forma não intrusiva e que a mesma seja implementada ao longo de toda a rede para que as informações obtidas sejam utilizadas como parâmetros de monitoração da qualidade do sinal em diversos pontos do enlace óptico. Dessa forma, pela necessidade de se monitorar o sinal óptico em diferentes pontos da rede, a solução exigida precisa ser de baixo custo e atender tanto aos sistemas legados quanto aos atuais, sendo capaz de realizar a monitoração independente da taxa do sinal e também do formato de modulação que o mesmo foi codificado.

Como forma de atender todos os requisitos exigidos para uma monitoração prática e eficiente de uma rede óptica, este trabalho propõe um novo método de monitoração intrabanda da OSNR baseado no funcionamento do interferômetro Mach Zehnder. Este trabalho está estruturado em cinco capítulos, sendo: Capítulo 1 a introdução; Capítulo 2 a fundamentação teórica para o método proposto; Capítulo 3 contém a revisão bibliográfica dos principais métodos de monitoração da OSNR que atendam aos requisitos de custo e funcionalidade exigidos por uma rede óptica; Capítulo 4 há a apresentação dos resultados obtidos em um ambiente de simulação e por meio de um arranjo experimental que comprovam a validade do método proposto; e, por fim, o Capítulo 5 traz a conclusão deste trabalho.

# 2

## FUNDAMENTAÇÃO TEÓRICA

### 2.1 Fibra óptica

A fibra óptica é um excelente meio para se estabelecer uma comunicação se comparada com outros meios usuais, tais como o cobre e o espaço livre. Apesar do fenômeno físico responsável pelo guiamento da luz através da fibra óptica ser conhecido desde 1854 [5], este meio só passou a ter utilidade prática para as comunicações em meados da década de 70 com o avanço das tecnologias responsáveis por sua fabricação. Antes desta data a fibra óptica possuía uma perda na ordem de 1000 dB/km, sendo sua principal aplicação a obtenção de imagens médicas a curtas distâncias. Contudo, na década de 70 a evolução do processo de fabricação da fibra óptica permitiu que suas perdas fossem reduzidas para cerca de 20 dB/km [5] e na década de 80 já alcançassem perdas próximas a 0,2 dB/km na região do espectro correspondente ao comprimento de onda de 1,55  $\mu\text{m}$ . Considerando a capacidade da fibra óptica fornecer baixas perdas para uma região do espectro que se estende a uma faixa de 25 THz [6], as fibra ópticas proporcionaram uma revolução no campo das comunicações, permitindo que sinais pudessem ser transmitidos a longas distâncias e em altas taxas sem que para isso fossem amplificados ou regenerados. A fim de entender os efeitos que caracterizam a fibra óptica e como o sinal confinado em seu interior é afetado, a seguir será apresentado os principais conceitos relacionados as perdas e as dispersões impostas ao sinal por este meio.

#### 2.1.1 Atenuação

Em uma fibra óptica as duas principais razões para atenuação do sinal em seu interior é a absorção material e o espalhamento *Rayleigh*, sendo ambas dependentes do comprimento de onda do sinal transmitido. Para representar o perfil de atenuação característico de uma fibra

óptica padrão ao longo da faixa de interesse das comunicações ópticas a Figura 1 é posta a seguir.

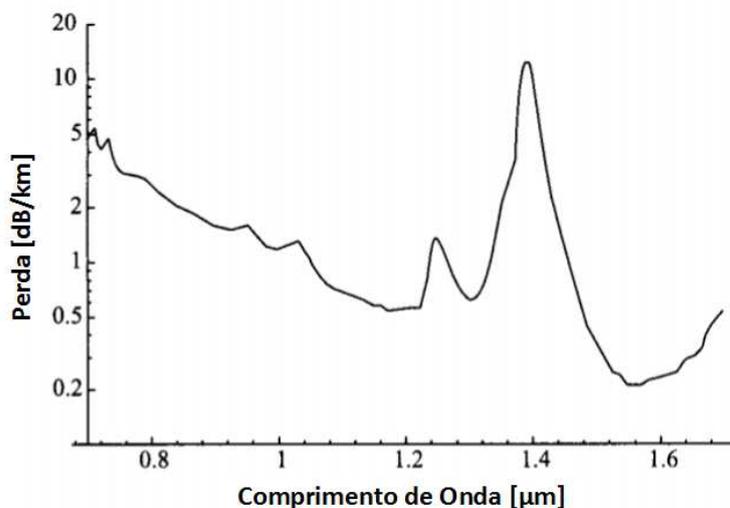


Figura 1 – Perfil de atenuação de uma fibra óptica padrão (SMF) ao longo do comprimento de onda. Esta figura é uma representação do perfil de atenuação descrito pela referência [5].

As perdas relacionadas à absorção material podem ser divididas em absorção intrínseca da sílica e absorção extrínseca, sendo esta última causada por impurezas presentes na fibra. Nos processos atuais de fabricação da fibra óptica, a absorção intrínseca é menor que 0,03 dB/km para a faixa de comprimento de onda comumente usada nos sistemas de comunicações ópticas [5], e a absorção extrínseca se reduziu a valores abaixo de 1 dB/km devido a processos que garantem uma pureza na ordem uma parte por bilhão para os seguintes componentes: Fe, Cu, Co, Ni, Mn e Cr. Contudo, a principal fonte de absorção extrínseca é a presença de vapor de água, pois as harmônicas da ressonância de vibração dos íons OH geram picos de atenuação nos comprimentos de onda 1,39 μm, 1,24 μm e 0,95 μm, que estão representados na Figura 1.

Além das perdas por absorção, há as perdas devido ao espalhamento *Rayleigh*, que para o comprimento de onda de interesse para as comunicações ópticas é o componente dominante das perdas existentes nas fibras atuais. O espalhamento da luz devido a este efeito é causado por flutuações na densidade da fibra, o que leva a flutuações randômicas do índice de refração em escala menor que o comprimento de onda do sinal transmitido [5]. A perda devido a este efeito decresce com o aumento do comprimento de onda, todavia, para o comprimento de onda de 1,55 μm é o principal fator de atenuação. O coeficiente de atenuação que caracteriza o espalhamento *Rayleigh* é definido a seguir

$$\alpha_R = \frac{C}{\lambda^4} \quad (1)$$

Na qual a constante  $C$  é conhecida como coeficiente do espalhamento *Rayleigh* e  $\lambda$  é o comprimento de onda do sinal.

Além das razões já citadas, também existem perdas relacionadas a imperfeições na interface núcleo-casca da fibra, pois na prática o núcleo nunca é perfeitamente cilíndrico, possuindo uma variação randômica do seu diâmetro, o que gera perdas tipicamente abaixo de 0,03 dB/km. Outro motivo para a existência de perdas é a presença de curvas ao longo da extensão das fibras, pois as mesmas podem gerar condições para que o raio em seu núcleo incida na interface núcleo-casca com um ângulo menor que o crítico necessário para garantir a reflexão total e, assim, parte da energia é perdida por não estar mais confinada no núcleo.

## 2.1.2 Dispersão

A dispersão presente em uma fibra óptica pode ser definida como sendo qualquer efeito em que diferentes componentes de um sinal transmitido possuem diferentes velocidades, o que representa um alargamento temporal do sinal transmitido [6]. Em consequência deste efeito, a dispersão é responsável por causar interferência intersimbólica e, assim, gerar penalidade ao sinal a ser recebido. Existem diferentes formas de dispersão em comunicações ópticas, sendo as principais a dispersão modal, a dispersão de modo de polarização e a dispersão cromática. A dispersão modal é uma exclusividade das fibras multimodo, pois cada modo presente no sinal transmitido é associado a uma velocidade distinta. Por haver uma predominância de fibras monomodo nos sistemas ópticos usuais, a seguir apenas a dispersão cromática e a dispersão de modo de polarização serão tratadas em detalhes.

### 2.1.2.1 Dispersão Cromática

A dispersão cromática (*chromatic dispersion*, CD) é o efeito no qual cada componente espectral do sinal é propagada a uma velocidade própria. As razões para este tipo de dispersão são duas: a dispersão de material e a dispersão de guia de onda. A primeira delas, a dispersão de material, é a principal responsável por este efeito dispersivo e ocorre porque o índice de refração da sílica, material usado na fabricação da fibra óptica, é dependente do comprimento de onda do sinal. Apesar de não ser predominante, a ação da dispersão de guia de onda é significativa e é explicada devido à distribuição de potência dos modos de transmissão entre o núcleo e a casca da fibra, pois essa distribuição também é função do comprimento de onda do sinal e é determinante na definição do índice de refração efetivo e na constante de propagação da fibra [6].

Devido à dispersão cromática ser definida pela ação de dois efeitos distintos, pode-se associar seu valor à seguinte relação

$$D = D_M + D_W \quad (2)$$

Na qual  $D$  é o parâmetro associado a dispersão cromática total do sistema, medido em ps/nm/km, e  $D_M$  e  $D_W$  são as contribuições da dispersão de material e da dispersão de guia de onda, respectivamente.

Considerando que a dispersão de material é uma propriedade da sílica e a dispersão de guia de onda depende apenas dos parâmetros da fibra, tal como o raio do núcleo e a diferença entre o índice de refração do núcleo e da casca [5] é possível afirmar que a dispersão cromática é uma propriedade da fibra e seu valor a caracteriza.

### 2.1.2.2 Dispersão de Modo de Polarização

A dispersão de modo de polarização (*polarization mode dispersion*, PMD) surge devido ao processo de fabricação da fibra não garantir que seu núcleo seja perfeitamente circular, por isso as diferentes polarizações do sinal viajam pela fibra com diferentes velocidades de grupo. O fato do núcleo da fibra não ser perfeitamente cilíndrico também acarreta em uma alteração ao longo do tempo da distribuição de potência entre os modos de polarização ortogonais, o que gera a aquisição de birrefringência na fibra [5]. A diferença do tempo de propagação nos dois modos é chamada de atraso diferencial de grupo (*differential group delay*, DGD) e é indicada pela seguinte relação

$$\langle \Delta\tau \rangle = D_{PMD} \sqrt{L} \quad (3)$$

O qual  $\langle \Delta\tau \rangle$  indica o atraso médio temporal entre as polarizações do sinal,  $L$  o comprimento da fibra óptica e  $D_{PMD}$  o coeficiente de dispersão de modo de polarização, medido em ps/ $\sqrt{\text{km}}$ . Devido à dependência de  $\sqrt{L}$ , o efeito da PMD no alargamento do sinal é relativamente menor se comparado com a ação da dispersão cromática.

Em função do estado de polarização do sinal variar com o tempo e alterar o valor da DGD, a distribuição de energia entre os dois estados de polarização é alternada de forma aleatória ao longo do enlace óptico. Além dos problemas relacionados à geometria da fibra, outros fatores externos podem criar a PMD, entre os quais temos: forças devido a curvaturas, trançamento do cabo e estresse [7], sendo este último dependente de variáveis como o tempo, lugar, temperatura e vibrações mecânicas [8]. Dessa forma, se considerarmos todos os efeitos que incidem na fibra ao longo do tempo, o comprimento do enlace e também o comprimento de onda de operação do sinal, o valor da DGD assume um comportamento estatístico, seguindo

uma função de densidade de probabilidade Maxwelliana. Como apresentado na referência [8], a Figura 2 representa os valores da DGD medidos ao longo do tempo e a distribuição de probabilidade observada.

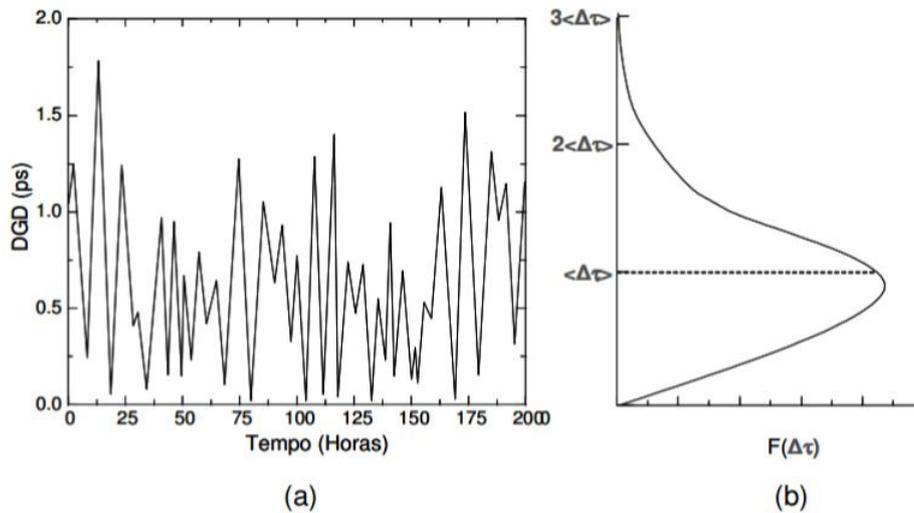


Figura 2 – (a) Variação estatística da variação da DGD com o tempo; (b) distribuição Maxwelliana do padrão de probabilidade da DGD. Esta figura é uma representação do comportamento da DGD descrito pela referência [8].

Além da PMD há outros efeitos dependentes da polarização que influenciam a performance de um sistema. Um desses efeitos é a perda dependente de polarização (*polarization dependent loss*, PDL) presente em alguns componentes ópticos, no qual a perda inserida pelo componente é dependente do estado de polarização do sinal. Este efeito pode ser acumulado em sistemas com muitos componentes óptico e, assim, gera um efeito significativo ao longo do enlace.

## 2.2 Princípios envolvidos na monitoração da OSNR

A Comissão Eletrotécnica Internacional (*International Electrotechnical Commission*, IEC) é um órgão de padronização internacional de técnicas elétricas, eletrônicas e relacionadas, e recomenda que a medição da OSNR seja feita a partir da interpolação linear do nível do ruído presente fora da banda do sinal [9]. Contudo, quando a estimacão da OSNR é feita de forma intrabanda uma das premissas adotadas é que esse nível de ruído não é uma medida direta, assim, para determinar este valor é preciso partir das características que diferenciam o sinal do ruído e valendo-se destas propriedades construir sistemas nos quais a monitoração da relação sinal ruído óptica é possível. Por tais razões, a seguir serão apresentadas as principais características que possibilitam a monitoração da OSNR de forma intrabanda.

## 2.2.1 Diversidade de polarização

A diversidade de polarização existente entre o sinal e o ruído óptico é uma das características mais utilizadas para se obter o valor da OSNR de forma intrabanda. Ela se baseia no fato de que enquanto o sinal possui sua potência em um estado de polarização bem definido, o ruído óptico amplificado de emissão espontâneo (*amplified spontaneous emission, ASE*), tem sua potência distribuída em todas as polarizações. Valendo-se desta propriedade a monitoração da OSNR pode ser feita a partir de duas técnicas: a primeira delas é a técnica de anulação de polarização; e a segunda é por meio da análise dos parâmetros de Stokes.

A técnica de anulação de polarização faz uso de um controlador de polarização seguido por um polarizador linear que atuam na região do espectro à qual se deseja obter a relação sinal ruído óptica. Dessa forma, monitorando o nível de potência advindo da saída do polarizador linear ao longo da varredura dos estados de polarização do sinal de entrada é possível identificar dois pontos relevantes: o primeiro deles é o ponto de máxima e o segundo o de mínima potência. Este último ponto, o de mínima potência, está relacionado apenas à uma parcela da potência de ruído, pois o estado de polarização selecionado corresponde ao estado ortogonal à polarização definida para o sinal. Já o ponto de máxima potência tem seu valor constituído por toda a potência do sinal mais a parcela do ruído óptico presente no estado de polarização definido pelo controlador de polarização. A partir do valor de máxima e mínima potência é possível definir um sistema no qual sua solução indique o valor da potência do sinal, da potência do ruído e, conseqüentemente, do valor da OSNR do sistema.

A diversidade de polarização entre o sinal e o ruído também propicia a oportunidade de monitorar a relação sinal ruído óptica através da análise dos parâmetros de Stokes, isso porque um destes parâmetros é a medida do estado de polarização do sinal (DOP) que é dado pela relação indicada por [4]

$$DOP = \frac{\text{potência da parte polarizada}}{\text{potência total}} \quad (4)$$

Uma vez que entre o sinal e o ruído apenas o sinal é considerado polarizado, (4) pode ser reescrita como

$$DOP = \frac{P_S}{P_S + P_R} \quad (5)$$

Na qual  $P_S$  representa a potência do sinal e  $P_R$  a potência de ruído óptico do sistema.

A monitoração da OSNR por meio dos dois princípios apresentados tem sua validade pois é assumido que o sinal possui uma polarização definida. Isso é verdade quando os sinais em

análise são modulados em apenas uma polarização, contudo os formatos avançados de modulação exploram a multiplexação de polarização para aumentar a eficiência espectral do sinal transmitido e, assim, alcançar altas taxas. Estes sinais modulados a partir da multiplexação de polarização também são referenciados como modulados em duas polarizações e o desempenho dos métodos de monitoração de OSNR para estes sinais é afetado drasticamente, pois através de um polarizador linear não é mais possível identificar quais estados de polarização foram utilizados para definir o sinal. A fim de esclarecer este ponto a Figura 3 retrata nos eixos das abscissas e das ordenadas duas direções ortogonais que servirão de referência para indicar o estado de polarização do sinal no interior da fibra, e, por simplicidade, estas direções são identificadas como TE e TM. Uma vez definidas estas coordenadas, o sinal modulado em duas polarizações é representado por meio de suas polarizações ortogonais, *Pol 1* e *Pol 2*.

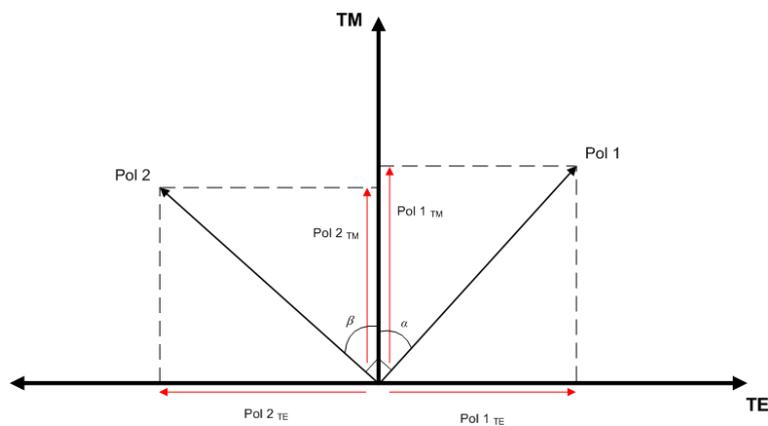


Figura 3 - Representação das componentes de polarização ortogonais de um sinal sob os eixos transversais do modo TE e TM. Destaque para a decomposição destas componentes nos eixos TE e TM.

Como indicado pela Figura 3 cada componente de polarização do sinal pode ser decomposta em componentes alinhadas ao eixo das abscissas TE e ao das ordenadas TM. Considerando a decomposição das componentes de cada polarização do sinal é possível afirmar que a soma das relacionadas ao eixo das abscissas é constante e igual à soma das relacionadas às ordenadas para qualquer estado de polarização do sinal em que não haja presença de PDL. Isto pode ser demonstrado a partir de uma relação trigonométrica simples entre os ângulos  $\alpha$  e  $\beta$  indicados na Figura 3, como indicado nos passos a seguir:

1. Componentes sob o eixo da abcissa TE:

$$Pol_{TE} = \text{sen}(\alpha) \cdot Pol 1 + \text{sen}(\beta) \cdot Pol 2$$

2. Componentes sob o eixo da ordenadas TM:

$$Pol_{TM} = \cos(\alpha) \cdot Pol 1 + \cos(\beta) \cdot Pol 2$$

3. Contudo, como *Pol 1* e *Pol 2* são ortogonais e  $\alpha$  e  $\beta$  com complementares, assim,

$$\text{sen}(\alpha) = \cos(\beta)$$

$$\text{sen}(\beta) = \cos(\alpha)$$

4. Sendo  $|Pol 1| = |Pol 2|$ , ou seja, sem PDL, é possível afirmar que as componentes presentes no eixo da abscissa TE é igual aos existentes sob o eixo das ordenadas TM.

Dessa forma, se a técnica de anulação de polarização for utilizada para um sistema com sinal modulado nas duas polarizações e o seu respectivo polarizador linear for posto alinhado a uma das direções adotadas como eixos da Figura 3 a monitoração da potência óptica na saída deste polarizador não indicará picos de máxima e mínima potência, apenas um valor constante para todos os estados de polarização. Esta conclusão pode ser estendida para qualquer polarização selecionada pelo polarizador linear e, por isso, é possível afirmar que a diversidade de polarização existente entre o sinal e o ruído óptico é possível de ser usada para monitorar a relação entre eles apenas para sinais modulados em apenas uma polarização. Para sinais com polarizações multiplexadas a monitoração da OSNR por esta característica não é possível se ao sistema de monitoração não for adicionado nenhum outro componente que contorne este problema. Outro desafio a ser superado quando a diversidade de polarização é utilizada para monitoração da OSNR é sua dependência com efeitos dispersivos dependentes da polarização [10].

## 2.2.2 Batimento

Dentre os componentes presentes em um circuito de recepção para sistemas ópticos há um fotodetector cuja função é a conversão de um dado sinal do domínio óptico para o elétrico. Essa conversão é regida pela função de transferência do fotodetector que fornece como parâmetro de saída uma corrente elétrica proporcional ao quadrado do valor absoluto do campo elétrico do sinal de entrada. Uma vez que esta entrada é formada por uma parcela de sinal mais ruído óptico, é possível representar a recepção de um sistema óptico como indicado a seguir

$$I_{rec} = \rho |\bar{E}_S(t) + \bar{E}_R(t)|^2 = \rho |\bar{E}_S(t)|^2 + 2\rho \cdot \text{Re}\{\bar{E}_S(t) \cdot \bar{E}_R^*(t)\} + \rho |\bar{E}_R(t)|^2 \quad (6)$$

No qual  $I_{rec}$  é a corrente resultante da ação do fotodetector sobre o sinal óptico de entrada;  $\rho$  é a responsividade do fotodetector do circuito de recepção; e  $\bar{E}_S$  e  $\bar{E}_R$  são, respectivamente, as componentes do sinal e do ruído presente no canal de entrada do sistema óptico.

Como observado em (6) a ação do fotodetector gera três tipos de batimento: o batimento entre sinal e sinal; entre o sinal e o ruído; e entre o ruído e ruído. Destes, o segundo e o terceiro termo podem ser definidos como ruído de batimento e suas respectivas funções de densidade espectral de potência são definidas a seguir [4]

$$S_{S/R}(f) \propto \frac{2P_S P_R}{B_o} \quad (7)$$

$$S_{R/R}(f) \propto \frac{P_R^2}{B_o^2} (B_o - f) \quad (8)$$

No qual  $P_S$  e  $P_R$  representam a média temporal de potência de sinal e de ruído óptico, respectivamente, e  $B_o$  é a largura de banda do ruído óptico. Dessa forma, para baixas frequências ( $f \ll B_o$ ) a potência elétrica proveniente do ruído de batimento é expressa abaixo [4]

$$P_{bat} \approx A \left( \frac{2P_S P_R}{B_o} + \frac{P_R^2}{B_o} \right) = \frac{2AP_S^2}{B_r} \left( \frac{1}{OSNR} + \frac{B_o}{2B_r OSNR^2} \right) \quad (9)$$

Na qual  $A$  é uma constante e  $OSNR$  é a OSNR do sinal medida em uma resolução de  $B_r$ .

Como observado em (9) a potência elétrica devido ao ruído de batimento é diretamente relacionada a OSNR do sistema, por tanto, por meio da medição desta potência é possível monitorar a relação sinal ruído óptica do sistema.

É importante observar que o ruído de batimento não é o único tipo de ruído presente na recepção do sinal. Neste circuito também estão presentes o ruído *shot*, o ruído térmico e o ruído proveniente dos demais componentes do circuito de recepção. Contudo, o ruído térmico e o ruído proveniente do circuito de recepção são independentes do sinal óptico enquanto que o ruído *shot* é função apenas da potência total do sistema. Por isso, apesar do conjunto de ruídos envolvidos, na recepção apenas o ruído de batimento se relaciona com a OSNR.

Para a monitoração da OSNR utilizando esta propriedade do batimento entre o sinal e o ruído o grande desafio é justamente a medição da potência elétrica deste batimento de forma a garantir que a mesma não seja influenciada por efeitos dispersivos como a dispersão de modo de polarização, a dispersão cromática e efeitos não lineares que ganham notoriedade quando o sistema é analisado à baixas frequências na recepção [4].

### 2.2.3 Diversidade de coerência

Uma propriedade que distingue o sinal do ruído óptico e que pode ser utilizada para monitorar a OSNR do sistema é a diferença de coerência existente entre ambos, pois enquanto o sinal é altamente coerente, o ruído óptico é incoerente. A coerência é uma propriedade relacionada a fase do sinal, dessa forma, indicar que um sinal é coerente significa que o mesmo possui uma fase bem definida, contudo, um sinal incoerente não apresenta uma relação com sua fase, podendo, portanto, ser representado apenas por sua magnitude.

Outra propriedade que está diretamente relacionada à coerência do sinal é sua autocorrelação, pois esta descreve a interdependência de duas amostras do sinal tomadas em instantes de tempo distintos. Uma definição mais precisa da autocorrelação é apresentada em [11], a qual define a função de autocorrelação de um processo  $X(t)$  como sendo a expectativa do produto de duas variáveis,  $X(t_1)$  e  $X(t_2)$ , obtidas pela observação do processo  $X(t)$  nos instantes de tempo  $t_1$  e  $t_2$ , respectivamente. Considerando que estes instantes de tempo possuem um intervalo de  $\tau$  segundos entre eles ( $\tau = t_2 - t_1$ ), a função de autocorrelação pode ser expressa da forma a seguir

$$R_X(\tau) = E[X(t + \tau) \cdot X(t)] \quad (10)$$

Por esta razão quanto mais incoerente for um processo, maior será a descorrelação quando o mesmo for analisado em instantes de tempo distintos. Este comportamento será refletido na função de autocorrelação deste processo, pois quanto mais descorrelacionado, mais acentuado é o seu decaimento em função de  $\tau$ . Dessa forma, analisando a função de autocorrelação de um sinal é possível inferir a respeito de sua coerência e, conseqüentemente, utilizar esta grandeza para monitorar a relação sinal ruído óptica.

Pela facilidade em se modelar o ruído óptico em condições ideais, em um primeiro momento será analisado apenas o comportamento deste ruído em função de sua autocorrelação. Posteriormente a autocorrelação do sinal será considerada e as diferenças existentes entre ambos será evidenciada.

O ruído óptico de emissão espontânea em condições ideais pode ser considerado um ruído branco. Supondo que este ruído gaussiano branco  $w(t)$  de média zero e amplitude espectral  $N_0/2$  é aplicado a um filtro óptico passa banda ideal com largura de banda  $B$ , a densidade espectral de potência do ruído  $r(t)$  na saída do filtro pode ser representada como na relação a seguir

$$S_R(f) = \begin{cases} \frac{N_0}{2}, & -B < f < B \\ 0, & |f| > B \end{cases} \quad (11)$$

Por ser um ruído branco e, portanto, ser considerado um processo estacionário, a função de autocorrelação  $r(t)$  é a transformada inversa de Fourier da sua densidade espectral de potência [11], como mostrada na relação abaixo.

$$R_R(\tau) = \int_{-B}^B \frac{N_0}{2} \exp(j2\pi f\tau) df = N_0 B \cdot \text{sinc}(2B\tau) \quad (12)$$

A partir da função de autocorrelação  $R_R(\tau)$  é possível observar que o seu valor máximo será  $N_0 B$  quando  $\tau$  é igual a zero, e esta função será igual a zero para todos os valores de  $\tau$  iguais a  $\tau = \pm k/2B$ , o qual  $k = 1, 2, 3, \dots$ . A Figura 4 a seguir apresenta a densidade espectral de potência  $r(t)$  do ruído óptico na saída do filtro passa faixa ideal com largura de banda  $B$  e também a função de autocorrelação obtida a partir deste espectro.

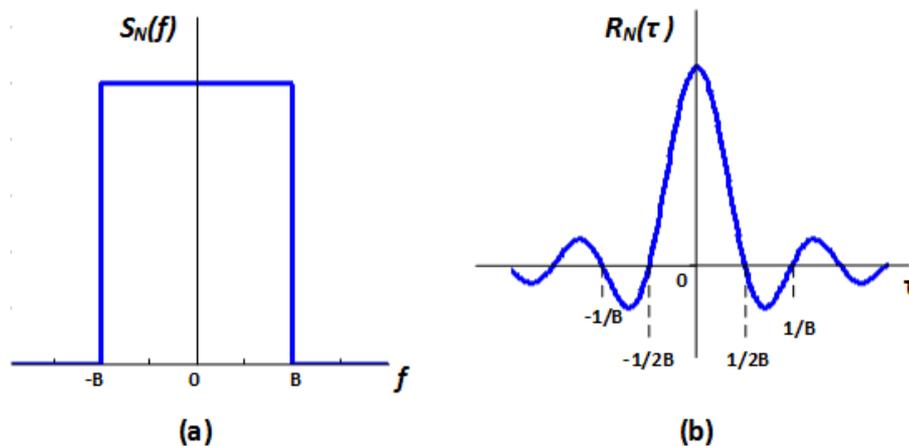


Figura 4 - (a) Densidade espectral de potência do ruído óptico após um filtro passa banda com largura  $B$ ; (b) sua correspondente função de autocorrelação

Pela função de autocorrelação do ruído óptico apresentada em (12) é possível afirmar que desde que este ruído mantenha as características que o definem como um ruído branco, a função de autocorrelação normalizada será apenas uma função do filtro óptico presente no sistema. Ainda é possível concluir que o grau de coerência do ruído é inversamente proporcional à largura de banda do filtro que o define, assim, quanto maior for largura de banda do filtro óptico, mais rápido será o decaimento da função de autocorrelação e, conseqüentemente, maior será a sua incoerência.

Para a análise da função de autocorrelação do sinal óptico o ambiente de simulação OptiSystem será utilizado para que o campo elétrico de diversos sinais seja gerado e a partir dele as respectivas funções de autocorrelação sejam obtidas. Os sinais com os seguintes formatos de

modulação foram analisados: NRZ-OOK, NRZ-DP-QPSK, RZ-DP-QPSK, NRZ-16-QAM e RZ-16QAM. A fim de comparar o desempenho do ruído óptico com os diversos sinais, a Figura 5 apresenta as respectivas funções de autocorrelação normalizadas em função de um atraso  $\tau$  em picosegundos após os mesmos serem alvos da ação de um filtro óptico gaussiano otimizado para sinais espaçados na grade de 50 GHz.

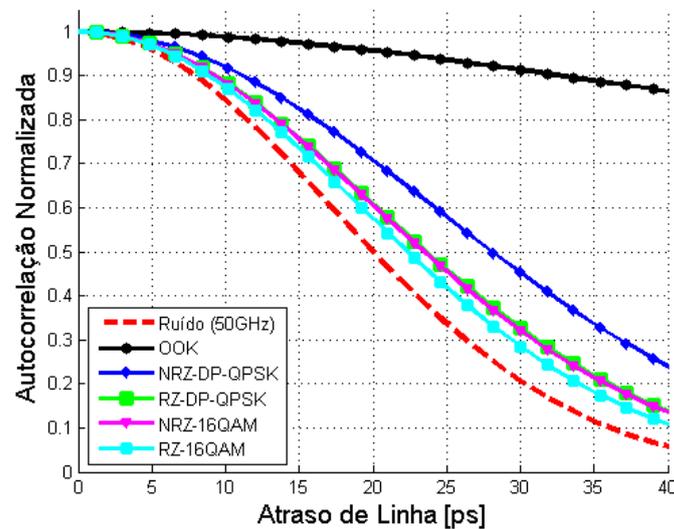


Figura 5 –Função de autocorrelação normalizada dos seguintes sinais ópticos: NRZ-OOK, NRZ-DP-QPSK, RZ-DP-QPSK, NRZ-16-QAM e RZ-16QAM, além do ruído óptico sob ação do filtro gaussiano de ordem um otimizado para grade de 50GHz.

A partir de uma análise comparativa das funções de autocorrelação normalizadas dos sinais presentes na Figura 5 é possível concluir que para quaisquer valores de atraso de linha os sinais modulados com as polarização multiplexadas (DP-QPSK e 16QAM) apresentam uma autocorrelação menor que os modulados em apenas uma polarização (OOK), ou seja, sua coerência é menor que a de sinais definidos por apenas uma polarização; da mesma forma, os sinais definidos pelo formato de pulso RZ são mais incoerentes que os definidos pelo pulso NRZ. Apesar dos diferentes níveis de coerência encontrado para os diversos sinais, para que a monitoração da OSNR seja possível é preciso que para um dado valor de atraso de linha a diferença entre a função de autocorrelação do sinal e do ruído óptico seja suficiente para que o desempenho desejado para a monitoração seja alcançado.

Em sistemas reais o cálculo da função de autocorrelação por meio do campo elétrico dos sinais analisados não é viável, contudo, através de um interferômetro os parâmetros desta função relacionados a um atraso de linha específico podem ser obtidos. Na Figura 6 é representado um interferômetro Mach Zehnder com a presença de um atraso específico para cada um de seus braços.

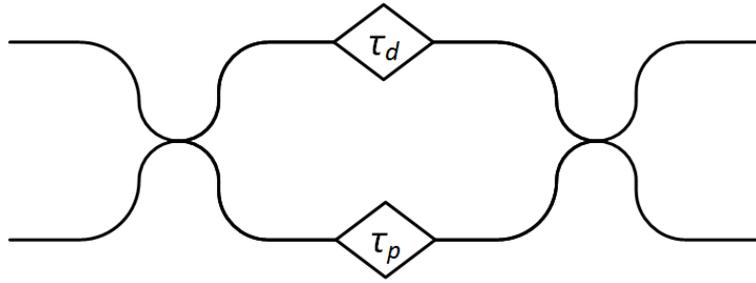


Figura 6 –Esquemático de um interferômetro Mach Zehnder com atraso de linha  $\tau_d$  e um atraso de fase  $\tau_p$ .

Os atrasos representados na Figura 6 indicam o atraso de linha,  $\tau_d$ , e o atraso de fase,  $\tau_p$ . Este último é o atraso necessário para garantir uma mudança na fase do sinal presente no interior do interferômetro. Dessa forma, por se tratar apenas de uma alteração na fase do sinal pode-se afirmar que  $\tau_p \ll \tau_d$ .

Considerando o modelo de interferômetro descrito na Figura 6, a interferência somente estará presente em uma das saídas do interferômetro se o atraso de linha entre seus braços,  $\tau_d$ , for menor que o comprimento de coerência do sinal em análise. Este comprimento de coerência é função da largura espectral do sinal e pode ser descrito como indicado a seguir [12]

$$L_c = \frac{\lambda^2}{n \cdot \Delta\lambda} \quad (13)$$

O qual  $L_c$  é o comprimento de coerência,  $n$  é o índice de refração do material,  $\lambda$  é o comprimento de onda e  $\Delta\lambda$  representa a largura espectral do sinal em análise.

Considerando uma variação periódica no atraso de fase do interferômetro Mach Zehnder, a Figura 7 representa o padrão de interferência detectado por um circuito de recepção em função do atraso de linha presente em um de seus braços [12].

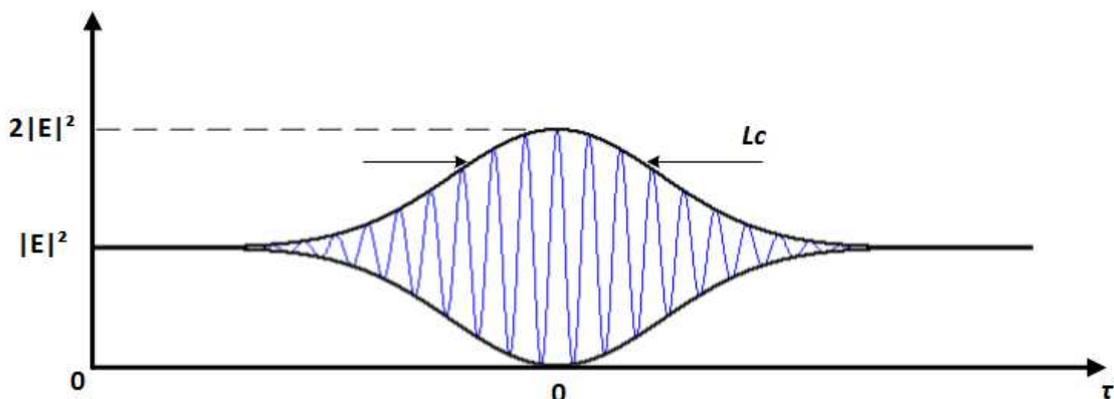


Figura 7 –Padrão de interferência na saída de um interferômetro com atraso de linha variável e uma variação de fase periódica. O comprimento de coerência do sinal de entrada é indicado por  $L_c$ . A máxima interferência em um sistema sem perdas é duas vezes a potência média do sinal contido em um de seus braços.

Como observado na Figura 7, quando o atraso de linha entre os braços do interferômetro for muito maior que o comprimento de coerência do sinal, o valor da corrente detectada pelo circuito de recepção é constante, pois neste caso as fases dos sinais presentes em cada um dos braços do interferômetro estão totalmente descorrelacionada, variando randomicamente entre si. Uma vez que a largura de banda do fotodetector do circuito de recepção é muito menor que a frequência de variação entre as fases dos sinais presentes em cada braço do interferômetro, este fotodetector só é capaz fornecer um valor constante para a corrente elétrica de saída. Contudo, se o atraso de linha for menor que o comprimento de coerência, a diferença de fase entre os sinais não terá média zero, o que possibilita que a banda do fotodetector seja capaz de medir o padrão de interferência descrito pela Figura 7.

Para um interferômetro sem perdas e cujos acopladores possuam um coeficiente de acoplamento igual a 0,5, é possível afirmar que o valor de máxima e mínima interferência ocorrem com um atraso de linha igual a zero, sendo a potência associada a máxima interferência construtiva igual a duas vezes o valor da potência média de um dos braços do interferômetro e interferência destrutiva igual a zero.

# 3

## REVISÃO BIBLIOGRÁFICA

A medição da performance de um sistema óptico tem a capacidade de proporcionar robustez, estabilidade e escalabilidade para o desenvolvimento das redes ópticas. Em função do ruído de emissão espontânea (ASE) gerado a partir do amplificador à fibra dopado de érbio (EDFA) ser a principal causa da degradação do sinal que alcança o circuito de recepção de um sistema óptico, o valor da relação sinal ruído óptica (OSNR) é a principal medida para indicar a qualidade de um sinal transmitido e, conseqüentemente, o desempenho de um enlace óptico.

Devido à importância do parâmetro OSNR dentro do planejamento e controle de uma rede reconfigurável, ao longo dos anos foi conduzido um estudo ostensivo de técnicas para a medição da OSNR de forma intrabanda. Estas técnicas utilizam as diversas propriedades que diferenciam o sinal do ruído e de acordo com a maneira pela qual esta medição é obtida há a seguinte classificação em dois grandes grupos: técnicas de medição direta e técnicas de monitoração. O que determina a existência desses dois grupos é a necessidade que algumas técnicas têm em realizar uma recalibração do sistema, pois para estes casos o valor obtido para a OSNR possui uma dependência do circuito de transmissão ou de outro dispositivo presente na rede que afete o sinal transmitido. Nos casos em que a recalibração é exigida, a mesma deve ser realizada toda a vez que houver modificações no sinal transmitido.

As técnicas que não necessitam de recalibração são as técnicas de medição direta, pois estas garantem a qualidade da OSNR adquirida independente da variação na taxa de transmissão do sinal monitorado, de parâmetros relacionados à geração do sinal e de qualquer outro fator associado ao enlace óptico. A menos de limitações e premissas pertinentes a cada técnica, para a medição direta o valor da OSNR deve ser válido para qualquer sinal presente na rede óptica sem que para isso sejam alteradas características do circuito de monitoração.

Tendo em vista o objetivo deste trabalho em abordar técnicas de monitoração de OSNR de baixo custo com a capacidade de serem implantadas ao longo de todo o enlace óptico para que o desempenho da rede possa ser avaliado em diversos pontos, as principais técnicas de monitoração da OSNR presentes na literatura e que atendam a estes requisitos foram analisadas e os princípios envolvidos em cada uma serão apresentados a seguir, respeitando a definição dos grupos propostos neste trabalho.

## 3.1 Técnicas de medição direta

Como já apresentado, as técnicas de medição direta dispensam o uso da recalibração do sistema para eventuais mudanças no sinal transmitido. Dessa forma, para os formatos de modulação contemplados por determinada técnica a monitoração da OSNR deve ser válida para quaisquer sinais e em quaisquer posições ao longo do enlace óptico.

Um ponto que merece destaque dentro das técnicas de medição direta é a dificuldade encontrada em se monitorar sinais com polarizações multiplexadas. Também conhecido como sinais definidos em duas polarizações, os sinais com polarizações multiplexadas possibilitam alcançar altas taxas de transmissão nas redes ópticas. A razão deste aumento na capacidade de transmissão se justifica pelo uso de todos os parâmetros físicos disponíveis para a codificação deste tipo de sinal, assim, tanto a frequência, quando a amplitude, a fase e o estado de polarização do sinal são usados para que a eficiência espectral do sinal transmitido possibilite alcançar taxas de transmissão acima de 100 Gb/s. Assim, por não haver nenhum parâmetro físico independente disponível para a estimação do nível do ruído óptico no sistema, a medição direta da OSNR para sinais com polarização multiplexada é uma tarefa de alta complexidade. Em virtude desta dificuldade, atualmente as técnicas existentes para medição direta apresentam soluções capazes de serem implementadas em sistemas reais apenas para sinais modulados em apenas uma polarização, já as que se propõem a medir a OSNR para sinais com duas polarizações apresentam limitações que restringem sua aplicação em sistemas reais. A seguir é apresentada uma revisão bibliográfica das principais técnicas de medição direta, sendo as mesmas dispostas segundo o princípio físico utilizado para a medição.

### 3.1.1 Diversidade de polarização

A diversidade de polarização foi uma das primeiras propriedades abordadas para a monitoração da relação sinal ruído óptica de forma intrabanda. O primeiro trabalho que abordou tal tema foi [13] o qual propôs que por meio de um controlador de polarização seguido por um polarizador

linear seria possível varrer todos os estados de polarização do sinal de entrada de forma a identificar por meio de um circuito de detecção de potência na saída do polarizador as situações de máxima e mínima potência, pois a partir desses valores é possível construir um sistema cuja solução é o valor da relação sinal ruído óptica para a região do espectro selecionada para análise. A Figura 8 indica um diagrama do modelo de monitoração proposto por [13].

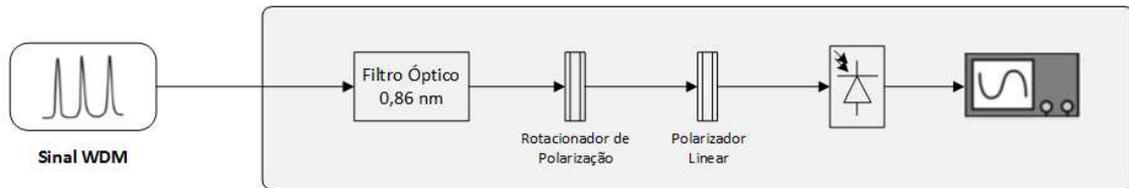


Figura 8 –Esquemático do método proposto para monitoração da OSNR descrito em [13].

Neste esquema a detecção do máximo de potência representa o momento em que o controlador de polarização selecionou o estado de polarização que se alinha ao polarizador linear. Assim, a potência detectada corresponde a toda a potência do sinal mais a parcela da potência de ruído óptica pertencente àquele estado de polarização. Já o mínimo de potência indica que a polarização à qual o sinal está disposto está ortogonal à polarização selecionada pelo polarizador linear. Com isso, a potência detectada pelo circuito de recepção não possui a contribuição da componente do sinal, apenas a parcela do ruído presente no estado de polarização selecionado. Considerando que o ruído é completamente despolarizado e, portanto, sua distribuição de potência se dá de forma igualitária por todas os estados de polarizações, a parcela de ruído presente na detecção de máxima potência e na de mínima são exatamente iguais, o que permite determinar um sistema que forneça o valor da OSNR do sistema.

Apesar da simplicidade desta técnica, as limitações por ela encontrada referem-se à ação da dispersão de modo de polarização [10], pois a mesma impõe uma perda de precisão à monitoração por não tornar mais possível considerar o ruído óptico como sendo completamente despolarizado, ou seja, uma das consequências da dispersão de modo de polarização ao sinal é polarizar uma parcela do ruído óptico de emissão espontânea.

Diante desta limitação, diversas técnicas surgiram a fim de contornar este problema. Algumas das abordagens encontradas para solucionar a perda de precisão diante da presença da PMD fizeram uso do processamento digital de sinais [14] [10] e da filtragem óptica [15]. A abordagem descrita em [10] propõe a inserção de filtros de baixa frequência no domínio elétrico para tornar o método proposto para monitoração da OSNR insensível à PMD de primeira ordem, sendo o baixo valor do produto do valor da DGD com a largura de banda do filtro elétrico a condição necessária para esta robustez. Outra importante contribuição da técnica proposta por [10] é a

possibilidade da utilização de um processamento digital do sinal para que seja possível formar um sistema com solução determinada através da análise de apenas um estado de polarização do sinal de entrada. Dessa forma, a medição do valor da OSNR é obtida de forma direta e rápida. Um esquemático do modelo proposto de monitoração apresentado por [10] é descrito na Figura 9.

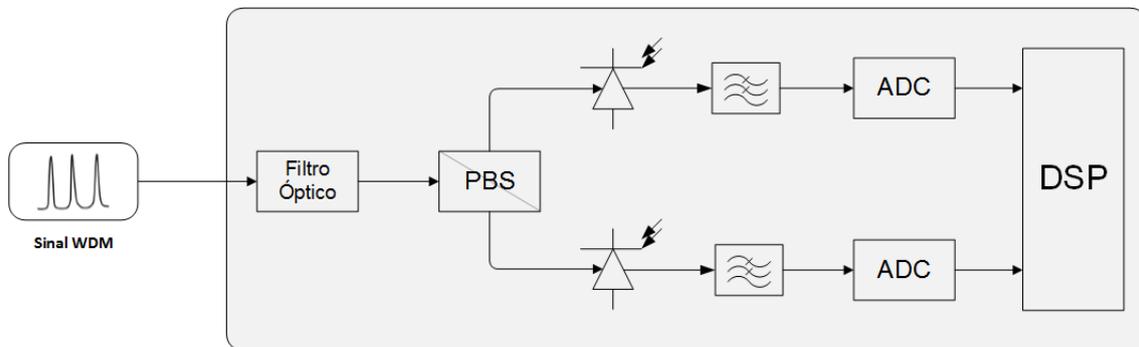


Figura 9 - Esquemático do modelo de monitoração proposto por [10].

Seguindo o trabalho proposto por [10], [16] incluiu ao método a influência do ruído térmico, e esta adição da modelagem do ruído térmico proporcionou um alto ganho de estimação para altas OSNRs. Apesar de todos os resultados obtidos por meio de um ambiente de simulação, [17] apresenta um conjunto de dados experimentais obtidos a partir de um protótipo de monitoração baseado no método proposto por [10] e [16] que é constituído por um filtro elétrico passa baixa e por um circuito de processamento digital de sinais formado por um FPGA mais um microcontrolador. Um diagrama esquemático do protótipo desenvolvido por [17] está descrito na Figura 10.

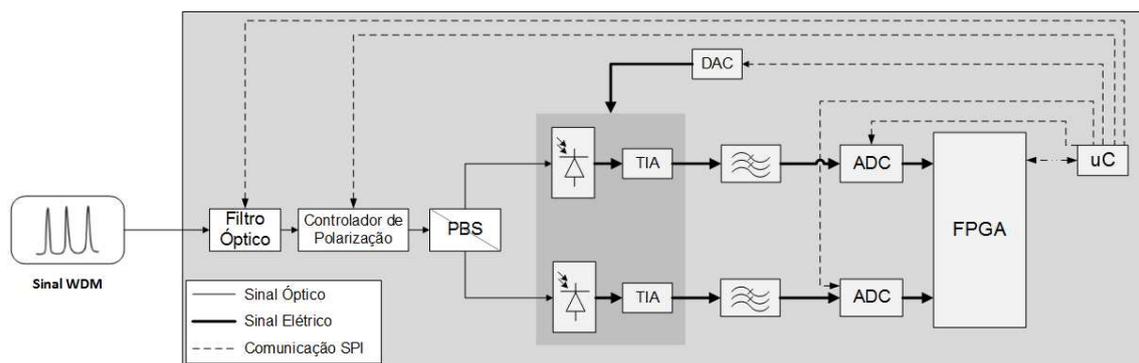


Figura 10 - Diagrama do protótipo de monitorador de OSNR proposto por [17].

A partir do protótipo apresentado em [17] foi possível identificar alguns pontos limitantes para a performance da monitoração da OSNR. Entre as causas da perda de precisão para a monitoração há a presença do ruído elétrico no circuito de *front-end* do protótipo, o que sugere a necessidade de uma calibração do sistema para que esse efeito possa ser considerado.

Contudo, apesar dessa calibração o ruído elétrico ainda é um grande limitador do desempenho do protótipo experimental. Outro ponto que merece destaque é a necessidade em se adicionar um controlador de polarização ao sistema de monitoração devido à perda de precisão ao se deparar com estados de polarização do sinal de entrada que geram uma distribuição de potência em que as componentes de polarização presentes nas saídas do PBS possuem potências que diferem significativamente entre si. Tal fato irá gerar nos respectivos fotodetectores um ruído de batimento de amplitude diferente e significativo ao ponto de causar o erro de precisão nos experimentos.

Outra demonstração experimental de um monitorador de OSNR baseado na diversidade de polarização entre o sinal e o ruído óptico é apresentado em [18]. Este trabalho desenvolveu um dispositivo em plataforma SOI composto por um guia de onda seguido por um fotodetector, sendo que as dimensões deste guia de onda garantem que apenas um modo de polarização esteja confinado em seu interior. Em [18] o guia foi desenvolvido para suportar o modo TE e no momento em que a luz é acoplada no interior do guia é possível fazer uso da diversidade de polarização para através de uma calibração prévia associar o valor da corrente detectada pelo fotodetector ao valor da OSNR do sistema. Diferentemente dos outros métodos apresentados nesta seção, em que a menos de calibrações para compensar restrições do sistema o valor da OSNR é calculado diretamente, o método apresentado em [18] se baseia exclusivamente em uma calibração para obter o valor da OSNR. Portanto, este método deve ser classificado como um método de monitoração e não como um método de medição direta, mas por fins didáticos é apresentado nesta seção por fazer uso da diversidade de polarização para obter o valor da OSNR.

Como já descrito no Capítulo 2, a partir da diversidade de polarização não é possível monitorar a relação sinal ruído para sinais com polarização multiplexadas, pois, em condições ideais, nesses casos o sinal se comporta como totalmente despolarizado. Assim, não é possível distinguir o sinal do ruído óptico. Apesar desta limitação, o trabalho desenvolvido em [19] [20] contorna este problema por meio do uso de um polarímetro que permite que os estados de polarização do sinal de entrada variem em taxas que se assemelhem as taxas do sinal a ser monitorado. Dessa forma é possível monitorar a OSNR por meio do espalhamento do sinal em torno dos estados de polarização definidos por seu formato de modulação. Assim para o sinal DP-QPSK o espalhamento ao redor dos quatro estados bem definidos de polarização está diretamente relacionado ao nível de ruído no sistema, o que torna possível a medição da OSNR. Para medir os estados de polarização do sinal os autores de [19] [20] desenvolveram um dispositivo capaz de calcular ainda no domínio óptico os parâmetros de Stokes relacionados ao

signal, obtendo com precisão o valor da OSNR para o sinal em análise 100 Gb/s DP-QPSK. Apesar das vantagens apresentadas por este método, uma grande limitação está no fato de ser incapaz de monitorar a OSNR diante de efeitos dispersivos, pois para este caso o espalhamento dos estados de polarização não é mais uma exclusividade de nível de ruído do sistema, sendo influenciado pelos efeitos temporais da dispersão, como apresentado na Figura 11 [21].

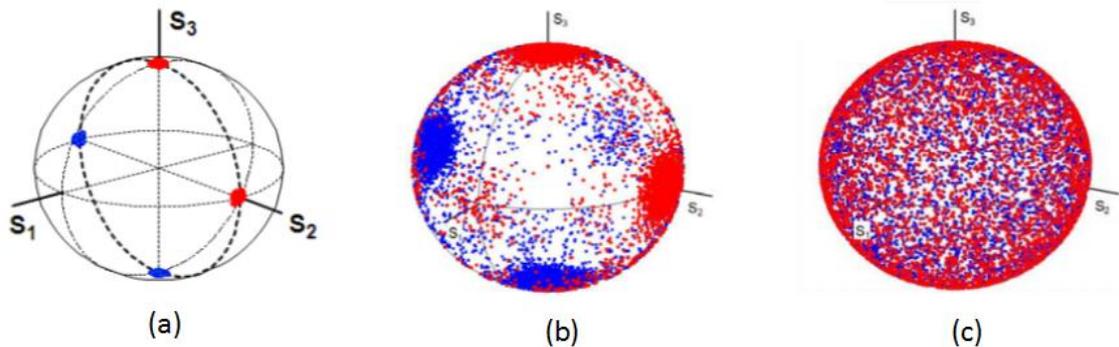


Figura 11 - Distribuição dos estados de polarização do sinal DP-QPSK em três situações distintas: (a) na ausência de ruído óptico; (b) com 10 dB de OSNR no sistema; (c) sistema com 10 dB de OSNR, mas na presença de um alto valor de dispersão cromática.

### 3.1.2 Batimento

A monitoração da relação sinal ruído óptica a partir do ruído de batimento se baseia na relação direta entre este ruído e o nível de ruído óptico do sistema, sendo uma das propriedades que acompanham o ruído de batimento é o fato de ser descorrelacionado. Abordando esta característica diversas técnicas surgiram, sendo [22] uma das mais relevantes por sua simplicidade e por se mostrar válida para sinais modulados em amplitude e com formatos PSK, além de ser insensível aos efeitos da PMD. A Figura 12 indica o arranjo experimental proposto em [22].

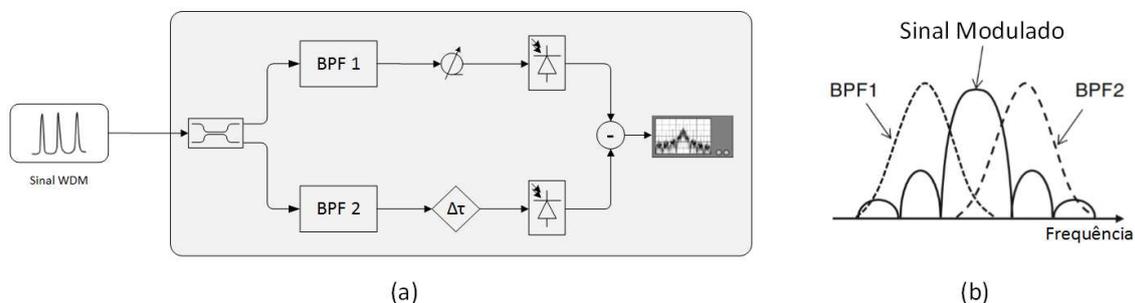


Figura 12 – (a) Esquemático do método proposto por [22]; (b) Descrição do espectro de um sinal sob ação e dois filtros ópticos simétricos.

Os dois filtros ópticos presentes neste arranjo devem possuir a mesma largura de banda e serem simétricos em relação à frequência central do canal em análise, além do que a presença do

atenuador óptico e do atraso de linha variável se justifica para corrigir divergências entre os caminhos ópticos do arranjo. Como resultado da presença dos filtros ópticos simétricos dois tipos de ruído se destacam, o primeiro deles é o ruído formado pela sobreposição dos espectros do ruído proveniente de cada filtro e o segundo tipo é o ruído em que essa sobreposição não é observada. A definição destes tipos de ruídos é importante porque as componentes espectrais simétricas do ruído óptico formado pela sobreposição dos espectros definido por cada filtro é correlacionada, enquanto que a região de espectro onde o ruído óptico não se sobrepõe é descorrelacionada [23]. Esta correlação se mantém no domínio elétrico, o que possibilita que a medição do nível de ruído descorrelacionado presente no sistema possa ser obtida e, assim, o valor da OSNR seja calculado.

Em função da técnica proposta em [22] ter seu desempenho relacionado à simetria dos espectros definidos pelos filtros ópticos presentes no monitorador, devido a limitações de fabricação há a dificuldade em se obter filtros que atendam aos requisitos do projeto. Como forma de contornar tal limitação o método proposto por [23] insere no lugar dos filtros ópticos simétricos um interferômetro com atraso de linha correspondente a 1 bit do sinal a ser monitorado com a função de recuperar as amostras simetricamente. Seguindo a proposta de [22] cada saída do interferômetro passará ao domínio elétrico e seguirá a um processador digital de sinais para que seja feita uma subtração destes sinais e a parte caracterizada por ser descorrelacionada possa ser evidenciada. A Figura 13 apresenta a configuração proposta por [23] para a monitoração da OSNR.

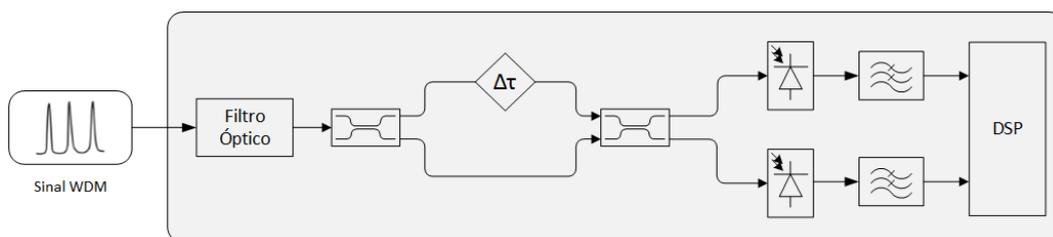


Figura 13 –Diagrama do método descrito em [23].

Um dos fatores que podem comprometer a simetria necessária entre as amostras analisadas e assim diminuir a precisão da monitoração da OSNR é a presença da dispersão cromática, pois seu efeito é justamente uma alteração no comportamento temporal do pulso. A fim de diminuir a ação deste efeito dispersivo é proposto o uso de fotodetectores de baixa frequência, cuja largura de banda foi alvo de um estudo em simulação [23], sendo definido que para valores menores que 1 GHz a influência da dispersão cromática já pode ser desconsiderada.

Além das técnicas já citadas há outras maneiras de monitorar a OSNR por meio da análise do ruído de batimento. Uma que se destaca é a que adiciona a diversidade de polarização à análise de ruído de batimento [24] [25]. Esta técnica se baseia na correlação existente entre componentes de polarização ortogonal do sinal altamente polarizado presente na entrada do monitorador. Considerando que o ruído óptico despolarizado é completamente decorrelacionado, um circuito receptor que considere essa diversidade de polarização e proporcione a subtração das componentes ortogonais da polarização do sinal de entrada é capaz de eliminar qualquer componente espectral do sinal sem que para isso afete a contribuição do ruído de batimento. Um diagrama esquemático do monitor da OSNR baseado neste princípio é apresentado na Figura 14.

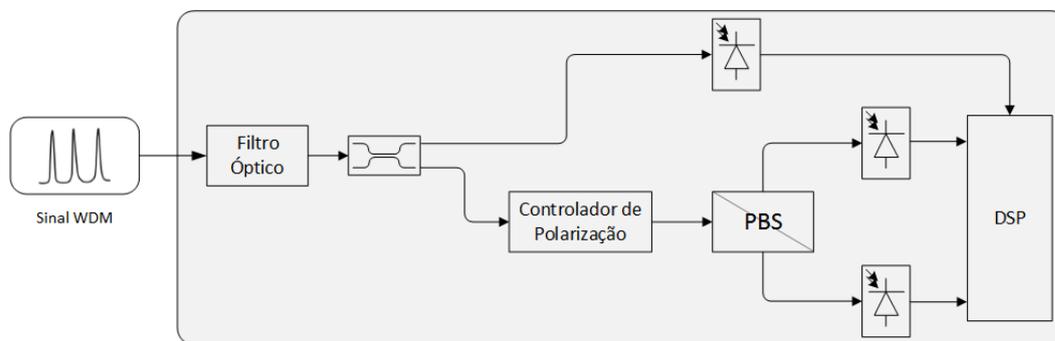


Figura 14 –Método de monitoração baseado na análise do ruído de batimento e da diversidade de polarização [24].

Como ilustrado na Figura 14, a presença do controlador de polarização serve para garantir que cada componente de polarização presente na saída do PBS possua potência equivalente ao seu par e, assim, possibilite que após o circuito de subtração presente no domínio elétrico haja apenas a potência referente ao ruído de batimento, sendo todas as outras componentes de alta correlação eliminadas. Devido a influência da PMD e CD serem mais evidentes em altas frequências, para que esta técnica seja insensível a estes efeitos dispersivos é necessário que o circuito de recepção seja restrito a análise de baixas frequências.

Outra técnica que ganha destaque é a apresentada em [26], a qual pode ser descrita através do diagrama esquemático presente na Figura 15.

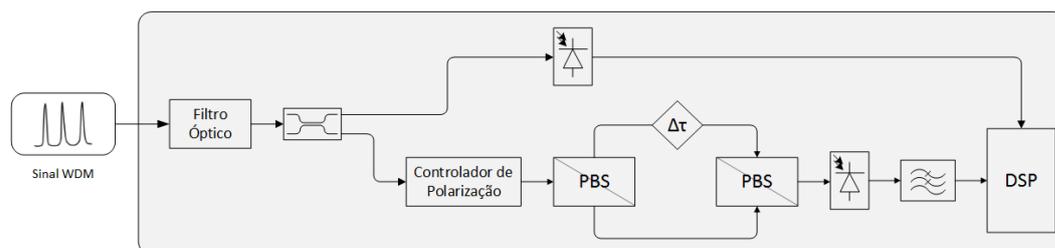


Figura 15 –Diagrama da técnica de monitoração baseada na análise do ruído de batimento, na qual utiliza um atraso de linha em uma das componentes de polarização do sinal para destacar o espectro do nível do ruído [26].

Diferentemente das descritas por [24] [25], a técnica descrita pela Figura 15 anula as componentes do sinal apenas para frequências específicas e não para toda a região do espectro. Como indicado por [26] as componentes do sinal são eliminadas para toda frequência que satisfaz a relação  $\text{sen}(\pi f \Delta\tau) = 1$ , sendo  $f$  a frequência central do sinal de entrada e  $\Delta\tau$  o atraso de grupo diferencial entre suas polarizações. Em função das componentes do sinal serem anuladas apenas para determinadas frequências, a ação dos efeitos dispersivos passam a ser desconsideradas mesmo para altas frequências, o que representa uma maior robustez a efeitos não lineares [4].

Apesar do conjunto de técnicas apresentadas nesta seção e das vantagens a elas associadas, uma grande limitação ao uso das propriedades relacionadas ao ruído de batimento para a monitoração da relação sinal ruído óptica é o fato de não ser possível medir a OSNR para sinais QPSK, pois devido as componentes I e Q serem codificadas de forma distinta o sinal não apresenta um alto grau de correlação e, por isso, não é possível obter a parcela de ruído de batimento com precisão através das técnicas aqui apresentadas.

## 3.2 Técnicas de monitoração

As técnicas que obtêm o valor da OSNR a partir da monitoração são dependentes da recalibração do sistema, pois para estes casos a monitoração da OSNR está diretamente relacionada ao circuito de transmissão do sinal. Como consequência, se as características que envolvem a transmissão do sinal alterar, é preciso que uma recalibração ajuste os parâmetros envolvidos no monitorador de forma a não comprometer o seu desempenho. Diferentemente das técnicas de medição direta, há técnicas de monitoração que apresentam soluções que atendem os formatos de modulação definidos em uma ou duas polarizações, sem que para isso haja limitações que inviabilizem a solução. A restrição para esta classe de técnicas é a dificuldade prática em se executar uma recalibração do sistema, pois em sistemas reais isso pode significar uma limitação do seu uso dada a impossibilidade de se executar esta recalibração de forma periódica.

Uma revisão bibliográfica das principais técnicas que se classificam dentro da classe de monitoração será posta a seguir, sendo apresentada segundo o princípio físico envolvido na medição.

### 3.2.1 Espectro de potência de RF

Entre as técnicas existentes para a medição da OSNR, a técnica de monitoração baseada na análise do espectro de RF (rádio frequência) é atrativa por sua simplicidade, pois requer apenas

um par de fotodetectores de baixa frequência [27]. A medição da OSNR pelo espectro de potência de um sinal é possível pois o mesmo é associado ao ruído de batimento presente no receptor [27], além de ser sensível a efeitos temporais tais como a dispersão cromática e a dispersão de modo de polarização [28] [29].

A primeira abordagem para medição da OSNR a partir do espectro de potência foi feita em [27] e neste trabalho foi proposto o uso de um par de fotodetectores que receberiam parcelas iguais de um sinal previamente filtrado a fim de selecionar a região do espectro alvo da monitoração. O primeiro fotodetector tem a função de medir a potência óptica total do sistema, enquanto que o segundo fotodetector é usado para medir o espectro de RF, o qual é grandemente influenciado pelo batimento sinal ruído. A Figura 16 indica a configuração proposta por [27] para a monitoração da OSNR.

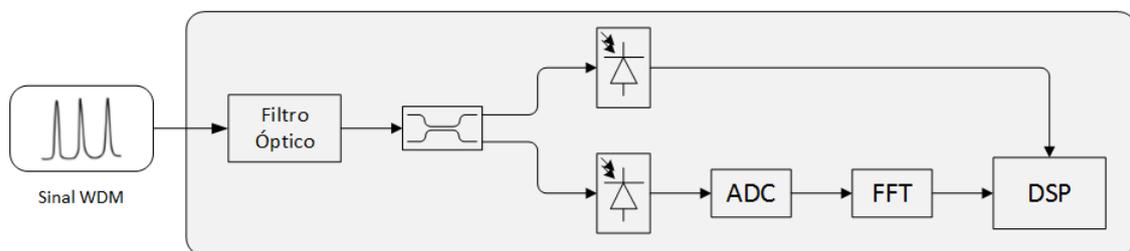


Figura 16 –Esquemático do método proposto por [27], o qual é baseado na análise do espectro de RF do sinal.

Ainda segundo [27], para garantir que o espectro de potência obtido para a estimação da OSNR seja apenas uma relação da potência de ruído de batimento é proposta uma calibração na situação em que a OSNR do sistema é maior que 35 dB. Nesta situação a potência de ruído pode ser considerada uma função de fontes de ruído não dependentes do ruído de batimento e por isso é insensível a variações da OSNR. Com o uso deste valor, para qualquer OSNR a qual se deseja medir é possível calibrar o sistema de forma a compensar quaisquer fontes de ruídos que não estejam relacionadas ao ruído óptico e, assim, monitorar a OSNR com uma certa precisão.

Para a obtenção do nível de ruído diretamente do espectro de potência de RF é preciso selecionar uma região do espectro na qual não haja influência de componentes espectrais do sinal e também que a ação de efeitos dispersivos possa ser minimizada. Esse conjunto de restrições impõe que a monitoração da OSNR a partir do espectro de potência seja feita em frequência menores que 2 GHz [27], sendo este método aplicável apenas para sinais PSK, pois sinais com modulação OOK possuem componentes na região de baixa frequência, o que impossibilita que o ruído óptico passe a ser obtido de forma direta pelo espectro de RF.

Contudo, no trabalho apresentado em [30] além de reafirmar o problema encontrado por esta técnica para sinais modulados em amplitude, as mesmas limitações também são estendidas

para sinais PSK uma vez que para geração deste formato de modulação é usado dois moduladores Mach Zehnder em paralelo. Assim, resíduos de componentes de amplitude podem ser gerados de forma acidental durante a transição de símbolos, por isso, em [31] é especulado que a monitoração por meio da análise do espectro de RF não pode nem mesmo ser aplicada para sinais PSK. Por esta razão, para melhorar a performance deste método diante das componentes residuais de amplitude presentes em sinais modulados no formato PSK, [30] apresenta uma proposta de calibração que associa a diferentes transmissores diferentes parâmetros de forma a aumentar a acurácia da monitoração. Ainda em [30] foi feita uma demonstração experimental na qual a performance do método proposto foi avaliada para um sinal DP-QPSK à 112 Gb/s para uma faixa de avaliação até 25 dB de OSNR com erro menor que 1 dB. O método se mostrou insensível ao efeito da PDL e a variações no driver elétrico responsável pela geração do sinal.

Uma outra forma de monitorar a relação sinal ruído óptica por meio da análise do espectro de potência do sinal é através de uma detecção direta, como uso de apenas um fotodetector. Esta configuração é utilizada por [31] e [32] e descrita na Figura 17.

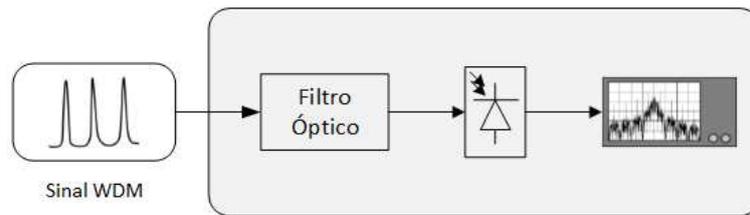


Figura 17 –Diagrama do método de monitoração proposto por [32] baseado no espectro de RF.

Nos experimentos realizados em [31] através de um sinal RZ-DPSK de 10 Gb/s provou-se a robustez do método diante da inserção de até 1600 ps/nm de dispersão cromática com o uso de um fotodetector com resposta em frequência de até 1 GHz, mas com sua saída filtrada por um filtro elétrico passa banda com largura de 10 kHz à 10 MHz. Nesta demonstração foi utilizado um filtro óptico com largura de banda de 0.8 nm. No trabalho realizado em [32] é utilizado um filtro óptico de largura de 0.25 nm, sendo o circuito de recepção um fotodetector de 10 GHz seguido por um analisador de espectro para análise das frequências abaixo de 250 MHz. Neste último trabalho provou-se um desempenho da monitoração com erro menor que 1 dB diante da presença de até 300 ps/nm de dispersão cromática e até 50 ps da dispersão de modo de polarização de primeira ordem, DGD.

### 3.2.2 Diversidade de coerência

Merecem destaque as técnicas de monitoração que fazem uso de algum tipo de interferômetro para evidenciar a diversidade de coerência existente entre o sinal e o ruído óptico e, assim, obter o valor da OSNR do sistema. Essas técnicas também são chamadas de técnicas interferométricas e as principais vantagens que as acompanham são a simplicidade exigida pelo circuito de recepção uma vez que ainda no domínio óptico a diferença entre o sinal e o ruído é destacada e também porque esta classe de técnicas pode ser aplicada a quaisquer sinais, com quaisquer formatos de modulação, sendo imune a efeitos de polarização parcial do ruído, despolarização do sinal devido a ação da PMD, dispersão cromática, taxa do sinal transmitido [33] [34] [35].

O primeiro trabalho que reporta o uso de um interferômetro para a monitoração da OSNR é proposto por [33] e apenas por meio de um ajuste de fase em um dos braços do interferômetro os padrões de interferências necessário à monitoração são alcançados. Ainda neste trabalho para uma validação experimental da técnica interferométrica é proposto que a visibilidade do sinal e do ruído óptico, dada pela relação  $(P_{max} - P_{min}) / (P_{max} + P_{min})$ , sejam obtidas separadamente. Contudo, para tanto é preciso que na análise do sinal todos os amplificadores ópticos sejam desligados e assim não haja ruído de emissão espontânea no sistema; e para o cálculo da visibilidade do ruído óptico, analogamente, o sinal deve ser desligado. Ainda em [33] foi validada experimentalmente a robustez desta técnica para variações no estado de polarização e variações na taxa de bit do sinal de entrada.

Uma extensão da técnica interferométrica foi proposta por [36] onde um interferômetro com atraso de linha de 1 bit foi utilizado para monitorar a OSNR em sinais OOK independente dos efeitos da PMD, CD e ruído parcialmente polarizado. Em [35] este método foi generalizado para considerar sinais DPSK, sendo para isso introduzido um interferômetro com atraso de linha com fração de bit. O esquema proposto para esta monitoração está descrito na Figura 18.

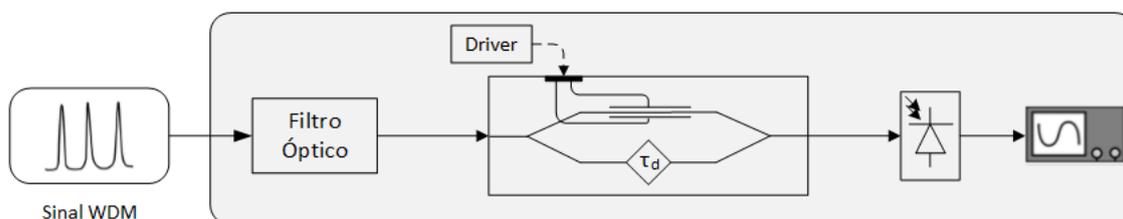


Figura 18 – Diagrama de um método baseado na diferença de coerência entre o sinal e o ruído obtida com o uso de interferômetro Mach Zehnder com atraso de linha [35].

O princípio de operação do método proposto por [35] está baseado em uma calibração para se obter a razão entre a máxima e mínima potência na saída do interferômetro quando apenas o

sinal ou o ruído estão sendo analisados. No entanto, para que isto seja possível é preciso seja desligado o ruído ou sinal, respectivamente. Uma característica importante desta calibração é a sua dependência com as características do transmissor, assim, para cada sinal analisado é necessário que uma nova calibração seja feita. A análise experimental deste método considerou os sinais OOK de 10 Gb/s e DPSK de 42,7 Gb/s e analisou o desempenho da monitoração para uma faixa de variação de OSNR de 5 dB à 25 dB para duas situações de potência de entrada: -20 dBm e -40 dBm, sendo ainda considerado o efeito da dispersão cromática através da inserção de 400 ps/nm e do efeito da atraso de grupo diferencial com a presença de até 46,8 ps. Para todos estes casos o método se mostrou robusto, sendo alcançado um erro menor que 0,5 dB. Ainda através das propriedades do interferômetro de atraso de linha com fração de bit foi possível demonstrar a monitoração da CD e da PMD [34].

Devido ao fato de o interferômetro ser um componente sem muita complexidade e bastante usual dentro das comunicações ópticas, há técnicas que abordam a construção da solução interferométrica de diversas formas, e dentre estas se destaca a abordagem proposta por [37] na qual a alta reconfigurabilidade da tecnologia *liquid Crystal on Silicon* (LCoS) é utilizada na construção de interferômetros com atraso de linha no interior dos dispositivos *wavelength selective switch* (WSS). Uma vantagem clara deste método é a possibilidade de se fazer uso da estrutura de rede já instalada, o que significa um baixo custo de implantação, além da possibilidade do interferômetro construído ser facilmente reconfigurável e, assim, proporcionar uma fácil adaptação para qualquer sinal que deseja monitorar. Outro ponto de destaque é a possibilidade em se monitorar diversos sinais ao mesmo tempo através da construção de quantos interferômetros forem precisos no interior do WSS. Resultados experimentais comprovam a acurácia desta abordagem apresentando um desempenho com um erro de estimação menor que 0,5 dB para os sinais DPSK à 40 Gb/s e NRZ-OOK também a 40 Gb/s, sendo que o primeiro manteve o desempenho até uma faixa de 30 dB e o segundo até 25 dB de OSNR. Uma continuação deste trabalho foi apresentada em [38] no qual através da mesma tecnologia para construção dos interferômetros foi possível demonstrar a monitoração da OSNR para um sinal de 1,28 Tbit/s OTDM, com um erro menor que 1 dB para uma faixa de análise de 5 dB à 25 dB.

Outro trabalho que merece destaque pela inovação na construção do interferômetro é o descrito em [39], pois pela primeira vez é demonstrada a implementação de um monitorador de OSNR desenvolvido em um substrato de silício, o que é de grande relevância por representar uma alta capacidade de integração e alta aplicação dentro das comunicações ópticas. O interferômetro proposto em [39] é do tipo Mach Zehnder com atraso de linha que corresponde

a 8 ps e com um atraso de fase controlado termicamente em um de seus braços, sendo fabricado em uma plataforma SOI, o que proporcionou uma tensão de  $V_{\pi}$  igual a 2,25 V e um consumo de potência de 120 mW no interferômetro. Através de uma validação experimental na qual um filtro óptico de largura de banda de 100 GHz foi posto antes do monitorador da OSNR, com o sinal NRZ-OOK à 40 Gb/s foi demonstrado um erro de medição limitado a 1 dB. Um esquemático do modelo proposto para a monitoração da OSNR e também detalhes da construção do interferômetro na plataforma SOI estão presentes na Figura 19.

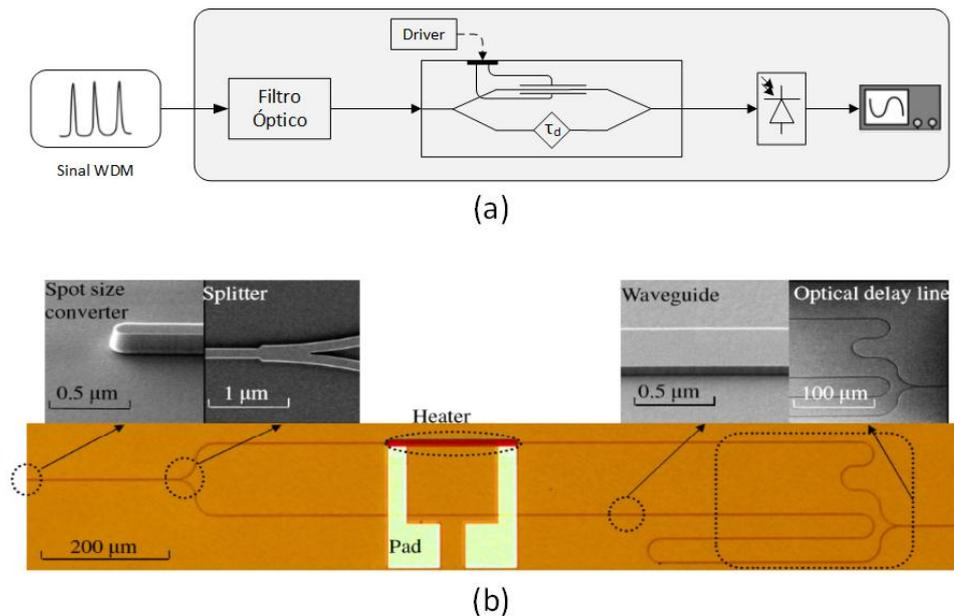


Figura 19 –(a) Esquemático proposto por [39] para monitorar a OSNR através da diversidade de coerência entre o sinal e o ruído através de interferômetro com atraso de linha; (b) detalhes do interferômetro desenvolvido por [39] na plataforma SOI.

Todas as técnicas interferométricas descritas até o momento necessitam de uma calibração para garantir o seu desempenho, contudo, esta calibração está associada apenas às condições em que ela foi realizada, sendo necessário que para cada novo sinal que se deseja monitorar uma nova calibração seja executada. Esta é a grande limitação existentes nas técnicas interferométricas e a fim de superar este problema [40] propõe um método de monitoração baseado na utilização de um conjunto de interferômetro de Michelson com o intuito de construir um sistema onde a solução indique o valor da amplitude da autocorrelação do sinal que se pretende monitorar. Outra importante questão que esta nova proposta vem a solucionar é o efeito que a variação no *bias* do modulador ao longo do tempo causa na amplitude da autocorrelação do sinal [41], pois para os métodos de monitoração citados anteriormente para quaisquer mudanças no circuito de geração do sinal uma nova calibração é requerida, o que passa a não ser mais necessário para este novo método. Um esquemático do circuito proposto para a monitoração da OSNR por meio de [40] é indicado na Figura 20.

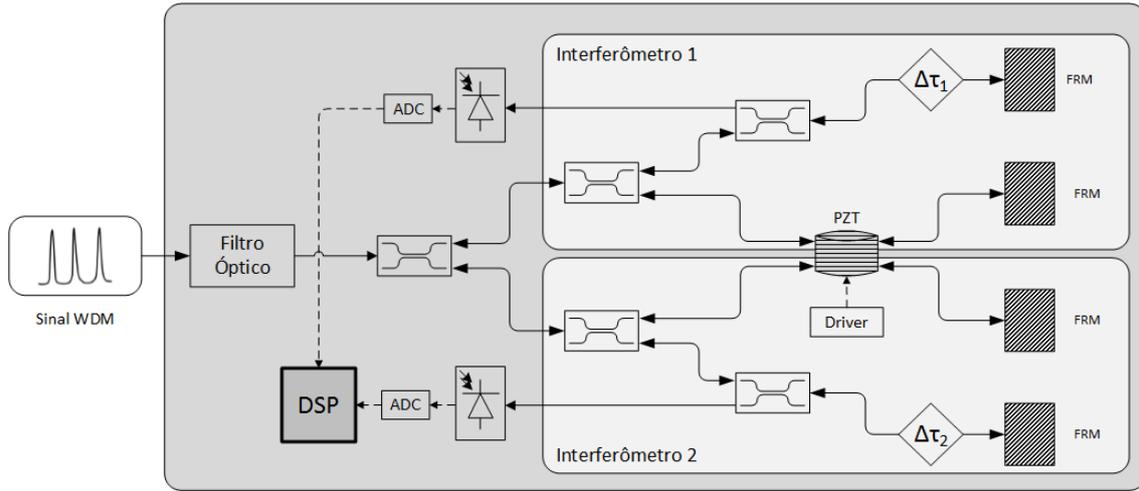


Figura 20 –Diagrama do método proposto por [40]. Destaque para os dois interferômetros de Michelson com atraso de linha distintos.

O arranjo descrito pela Figura 20 indica a presença de dois interferômetros de Michelson, os quais apesar de terem um atraso de linha distinto,  $\Delta\tau_1$  e  $\Delta\tau_2$ , compartilham o mesmo atraso de fase gerado a partir de um cristal piezoelétrico, PZT, alimentado por um *driver*.

A preferência pela utilização dos interferômetros de Michelson se dá pela compensação dos efeitos dispersivos presentes na fibra utilizadas na construção do arranjo proposto para o monitorador, pois segundo [42] todo o efeito dispersivo gerado no interior do interferômetro é compensado no caminho de volta, no momento e que o sinal atinge o espelho de Faraday (FRM). Dessa forma, por se optar pela construção de monitor com o uso de fibra, a escolha dos interferômetros de Michelson garante a não inserção dos efeitos da CD e PMD no interior do monitorador. Considerando que o circuito de recepção seja formado por um conjunto de fotodetectores, além de um circuito de condicionamento de sinal formado por um amplificador de transimpedância de ganho unitário, a equação a seguir indica a tensão amostrada e enviada ao DSP é

$$V = C \left[ (K_d + K_p)(P_s + P_n) + 2\sqrt{K_d K_p} \cdot \cos(2\pi f_0(\tau_d - \tau_p)) (P_s \gamma_s(\tau_d) + P_n \gamma_n(\tau_d)) \right] \quad (14)$$

O qual  $C$  é a responsividade do fotodetector,  $K_d$  representa a parcela da potência na saída do acoplador correspondente ao braço do interferômetro onde o atraso de linha está presente,  $K_p$  representa a parcela de potência presente no braço do interferômetro onde há o atraso de fase,  $f_0$  é a frequência central do sinal de entrada,  $P_s$  é a potência do sinal,  $P_n$  é a potência do ruído óptico,  $\tau_d$  é o atraso de linha do interferômetro,  $\tau_p$  é o atraso de fase responsável por gerar os padrões de interferência no interferômetro, e  $\gamma_s$  e  $\gamma_n$  são as autocorrelações normalizadas do sinal e do ruído, respectivamente.

A partir do padrão de interferência na saída dos interferômetros (equação 14) é possível calcular a visibilidade que cada sinal possui por meio da equação a seguir

$$M = \frac{\mu}{\left( \frac{2\sqrt{K_d K_p}}{(K_d + K_p)} \right)} \quad (15)$$

sendo,  $\mu = (V_{max} - V_{min}) / (V_{max} + V_{min})$ , o qual  $V_{max}$  indica tensão referente a máxima interferência construtiva e  $V_{min}$  indica a menor tensão da interferência destrutiva.

A partir desse conjunto de parâmetros, a relação linear ruído sinal óptica é obtida a partir de

$$r = \left( \frac{\gamma_s(\tau_d) - M}{M - \gamma_n(\tau_d)} \right)^{-1} \quad (16)$$

Dos parâmetros descritos até o momento o valor da autocorrelação normalizada do sinal e do ruído,  $\gamma_s$  e  $\gamma_n$ , respectivamente, não são possíveis de serem obtidos diretamente. Por esta razão, [40] propõe um método que aproxima a função de autocorrelação normalizada do sinal por uma série quadrática de  $K$  termos, sendo  $K$  definido como o número de interferômetros presentes no arranjo experimental menos um. O valor de  $K$  é definido desta forma para que o sistema óptico seja suficiente para determinar a série proposta. A seguir é descrito respectivamente a série usada para aproximar o valor da função de autocorrelação normalizada do sinal e o sistema utilizado para a obtenção dos parâmetros presentes nesta série.

$$\gamma_s(\tau_d) = 1 - \sum_{k=1}^K c_k \tau_d^{2k} \quad (17)$$

$$\sum_{k=1}^K c_k \tau_{d,q}^{2k} + r (M_q - \gamma_n(\tau_{d,q})) = 1 - M_q \quad (18)$$

Em que  $q$  representa o índice de cada interferômetro definidos com valores distintos de atraso de linha.

Uma vez que o valor da autocorrelação do ruído é determinado principalmente pela ação do filtro óptico que o define, se esse filtro não é alterado é possível adotar como sendo constante o valor desta autocorrelação. Dessa forma, os autores de [40] apresentam resultados em simulação que descrevem o desempenho do método proposto para um sinal NRZ-OOK de 10 Gb/s com largura de banda determinada por um filtro óptico de 100 GHz e mesmo diante da presença de 600 ps/nm de dispersão cromática, de ruído parcialmente polarizado e um circuito gerador do sinal com um *bias* fracamente definido o método se mostrou robusto, com um erro de monitoração menor que 0,5 dB para uma faixa que se estende até 30 dB de OSNR. Uma continuação deste trabalho foi feita em [43] e a análise em simulação foi estendida para sinais

com polarização multiplexada e na presença de mais interferômetros no sistema óptico. Os resultados indicam que para um sinal DP-QPSK o erro de monitoração foi menor que 1 dB para uma faixa de 10 dB a 21 dB de OSNR, sendo também apresentada uma análise em simulação que indica que esta precisão pode ser estendida através do uso de mais interferômetros com atrasos distintos.

Em [44] é apresentada uma simplificação do método proposto por [40] e [43], contudo a simplificação só se aplica para sinais modulados em apenas uma polarização. Neste método é utilizado apenas um interferômetro de Michelson precedido por um polarizador linear cuja função é a de selecionar dois estados de polarização ortogonais do sinal de entrada. Nesta configuração o valor correspondente da autocorrelação normalizada é obtido pela seguinte relação

$$\gamma_s = \frac{\Delta S_1 - \Delta S_2}{\bar{S}_1 - \bar{S}_2} \quad (19)$$

sendo que os índices 1 e 2 indicam cada um dos estados de polarização ortogonais selecionados pelo polarizador linear, o parâmetro  $\bar{S}$  indica a média aritmética entre as potências máxima e mínima presentes na saída do interferômetro e  $\Delta S$  representa uma razão cujo numerador é a diferença entre estas mesmas potências e o denominador é um fator 2. A análise experimental deste modelo contemplou os sinais OOK de 10 Gb/s e DPSK de 10 Gb/s definidos a partir de um filtro óptico de largura de linha de 0.25 nm. Para o sinal OOK o desempenho encontrado mostrou uma acurácia de 0,5 dB para uma faixa de OSNR que se estende até 25 dB e para o sinal DPSK a mesma acurácia foi observada para uma faixa até 22 dB de OSNR, sendo ambos os casos também avaliados na presença da dispersão cromática no valor de 680 ps/nm. A Figura 21 apresenta uma representação do esquema proposto por [44] para monitorar a OSNR.

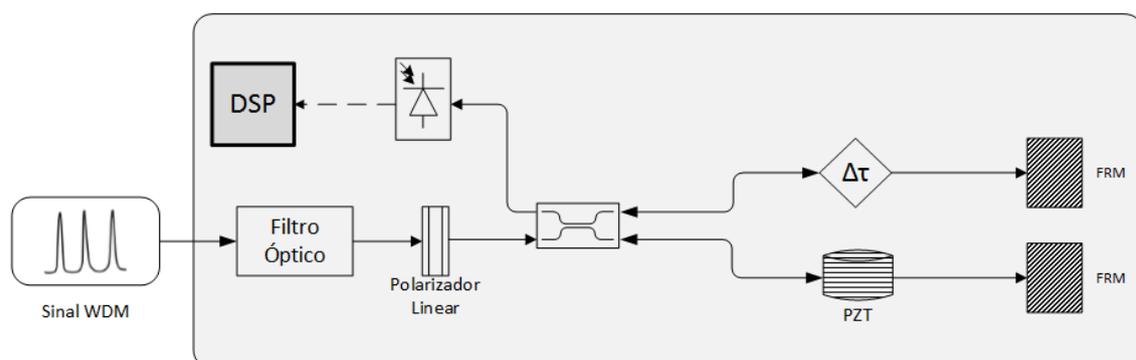


Figura 21 –Esquemático do método interferométrico proposto por [44] para monitoração de sinais modulados em apenas uma polarização.

Os métodos descritos por [40], [43] e [44] apesar de serem técnicas interferométricas não têm a monitoração da OSNR associada ao circuito gerador do sinal analisado, portanto, não há a

necessidade de uma calibração para garantir o desempenho desejado. Esta característica é suficiente para classificar esse conjunto de técnicas como sendo técnicas de medição direta, contudo, as mesmas foram dispostas dentro desta seção para apresentar a evolução dos métodos existentes para a monitoração da OSNR através da diversidade de coerência abordada pelo uso de interferômetros.

Uma última técnica que merece destaque dentro das propostas de monitoração interferométricas é descrita em [45], onde por meio de calibração de dois parâmetros associados às propriedades do sinal e do ruído óptico é possível monitorar a OSNR do sistema para os sinais DP-QPSK e 16QAM. Esta abordagem é relevante pois demonstra experimentalmente a robustez da calibração diante da variação de algumas propriedades que definem o sinal. As propriedades que foram abordadas foram: a mudança no valor da tensão de *bias* aplicada nos moduladores do sistema de geração do sinal; uso de diferentes formatos de modulação para uma mesma calibração; mudança no comprimento de onda; e históricos de transmissão diferentes para o sinal analisado. Diante desse conjunto de fatores que atuam diretamente nas características do sinal e, portanto, se relacionam diretamente com a qualidade da calibração, esta se manteve robusta dentro da faixa analisada por [45]. O único parâmetro que foi indicado neste trabalho como sendo específico de cada calibração é o *baud rate* do sinal monitorado. Apesar dos autores de [41] terem proposto uma forma de calibração que torne a monitoração pelo método interferométrico robusta à ação da variação das tensões de *bias* definidas para os moduladores que determinam a modulação do sinal, em [45] esta análise foi estendida, sendo utilizada para monitoração um interferômetro Mach Zehnder com atraso de linha.

A fim de comparar as principais características dos métodos descritos nesta revisão bibliográfica é posta a tabela a seguir, a qual relaciona para cada uma das propriedades físicas utilizadas para a medição da OSNR as suas principais qualidades. Seguindo a classificação utilizada neste trabalho, as técnicas de medição serão listadas como técnicas de medição direta e técnicas de monitoração, sendo o primeiro grupo constituído por métodos que utilizam o princípio da diversidade de polarização entre sinal e ruído e batimento. Já o segundo grupo é baseado nos princípios físicos envolvidos na análise do espectro de potência de RF e diversidade de coerência.

Tabela 1 - Comparação das diversas técnicas de medição de OSNR

Qualidades das técnicas de monitoração	Medição Direta		Monitoração	
	Div. Polarização	Batimento	RF	Div. Coerência
Uma Polarização	✓	✓	✓	✓
Duas Polarizações				✓
Insensível a Dispersão	✓	✓	✓	✓
Baixo Custo	✓	✓		✓
Velocidade	✓	✓		
Facilidade Prática	✓		✓	✓
Calibração			✓	✓

### 3.3 Método Proposto

A monitoração da performance de uma rede óptica tem por objetivo suportar a sua rápida evolução, fornecendo parâmetros que permitam o seu alto grau de reconfigurabilidade e flexibilidade, por isso, a técnica de monitoração da OSNR a ser usada pela rede deve ser aplicável para sinais com formatos avançados de modulação e para o sistema legado, apresentando um desempenho satisfatório mesmo diante de efeitos dispersivos. Para esta técnica ser implementada a um baixo custo ao longo de toda a rede é necessário que seu desenvolvimento não demande soluções com alta complexidade de processamento de sinais, além de evitar a análise das componentes de alta frequência do sinal e uma alta frequência de quantização. Desta forma, pode-se afirmar que a rede óptica necessita de uma monitoração que apresente uma facilidade prática tanto do seu desenvolvimento quanto na sua implementação, buscando garantir um alto grau de integração a demais componentes da rede a fim de que possa agregar valor a um conjunto de dispositivos que necessitem deste parâmetro a ser monitorado. Das técnicas existentes de monitoração da OSNR as que mais se aproximam aos requisitos do problema são as técnicas que abordam a diversidade de polarização e a diversidade de coerência entre sinal e ruído. Contudo, destas se destacam as técnicas interferométricas por serem

capazes de fornecer uma estimaco do nível de ruído tanto para sinais definidos em apenas uma polarizao como para sinais com as polarizaes multiplexadas, além de garantir o desempenho da monitorao diante de efeitos dispersivos.

Dentre esta classe de técnicas o método proposto por [40] se sobressai, pois o valor de OSNR é obtido de forma direta, sem a necessidade de uma calibrao do sistema para associar o circuito de gerao do sinal a sua monitorao. Contudo, a aproximao proposta por este método para a funo de autocorrelao normalizada do sinal no apresenta uma preciso suficiente para garantir a estimaco de altos valores de OSNR. Para justificar esta afirmao a Figura 22 apresenta um estudo em simulao no qual um sinal NRZ-DP-QPSK filtrado por um filtro óptico com largura de banda de 50 GHz foi alvo do monitorador proposto por [40]. Para esta análise o sistema foi configurado para uma OSNR de 20 dB e nesta condio a estimaco do valor da autocorrelao normalizada do sinal obtida pela série quadrática proposta por (17) foi realizada com a presena de um número crescente de interferômetros. O desempenho alcanado para esta análise é apresentado na Figura 22.

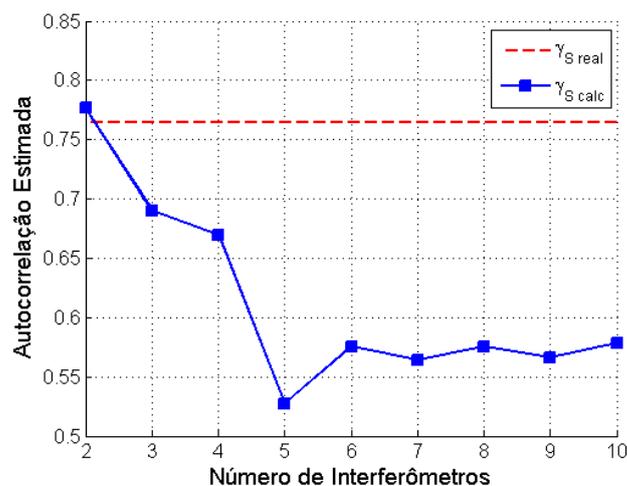


Figura 22 - Influência do número de interferômetros no cálculo da funo de autocorrelao do sinal a partir da série quadrática proposta por [40].

Como ilustrado na Figura 22, a série quadrática proposta por [40] no é capaz de estimar o valor da autocorrelao do sinal selecionado mesmo com o acréscimo de mais interferômetros para aumentar sua preciso. Devido a isto, a estimaco da OSNR a partir do método proposto por [40] é limitada, com um erro de monitorao acentuado para altas OSNR. A fim de avaliar a influência de outras séries para esta aproximao, a série quadrática foi substituída por uma série cúbica, séries de ordens superiores, além de séries derivadas da funo *sinc* e outras funes trigonométricas. Apesar deste esforo o desempenho para a monitorao da OSNR foi

semelhante, não sendo possível garantir a eficácia desta proposta de caracterização da função de autocorrelação do sinal.

Outra técnica interferométrica que se destaca por dispensar o uso de uma calibração do sistema, fornecendo o valor da OSNR de forma direta é a descrita por [44], mas além da limitação de apenas se aplicar a sinais modulados em apenas uma polarização, esta técnica ainda se limita pela forma como a autocorrelação normalizada do sinal é calculada, pois (19) apresenta uma singularidade nos casos em que a distribuição de potência entre os estados de polarização ortogonais selecionados pelo uso do polarizador linear forem iguais entre si. Esta singularidade é representada na Figura 23, na qual o valor da autocorrelação normalizada do sinal é descrita como função da razão de potência entre os estados de polarização analisados, sendo também representada nesta mesma figura o resultado desta falta de precisão no cálculo do valor de  $\gamma_s$  no erro de monitoração para um sistema cuja OSNR é definida em 20 dB.

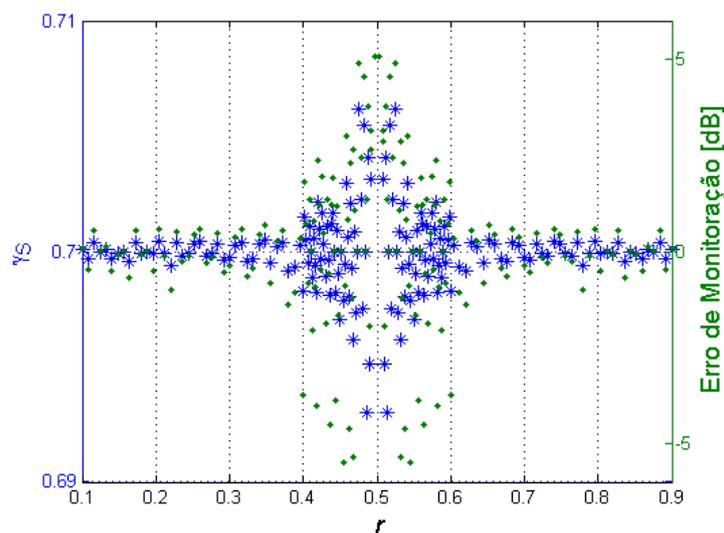


Figura 23 – Relação entre a distribuição de potência nas componentes ortogonais da polarização do sinal (fator  $r$ ) e o cálculo de sua autocorrelação ( $\gamma_s$ ) e no erro de monitoração.

Para que o desempenho da monitoração descrito na Figura 23 se aproximasse de uma situação mais realista, a precisão dos dados adquiridos no ambiente de simulação foi limitada para que fosse equivalente a uma amostragem com o conversor analógico digital de 12 bits. Dessa forma, é possível observar através da Figura 23 que enquanto o erro de estimação se mantém abaixo de 1 dB para uma distribuição de potência menor que 0,4 ou maior que 0,7 entre as componentes de polarização do sinal, para os casos em que a razão  $r$  se aproxima do valor 0,5 esse erro chega a alcançar 5 dB.

Devido à série de limitações encontradas pelas técnicas interferométricas de medição direta, um novo método para monitoração da OSNR é proposto para atender a série de requisitos

imposta para a manutenção da evolução das redes ópticas atuais. Esta nova técnica é baseada na diversidade de polarização e de coerência entre o sinal e ruído e faz uso da calibração do sistema para garantir o desempenho desejado. Um diagrama esquemático deste método proposto é apresentado na Figura 24.

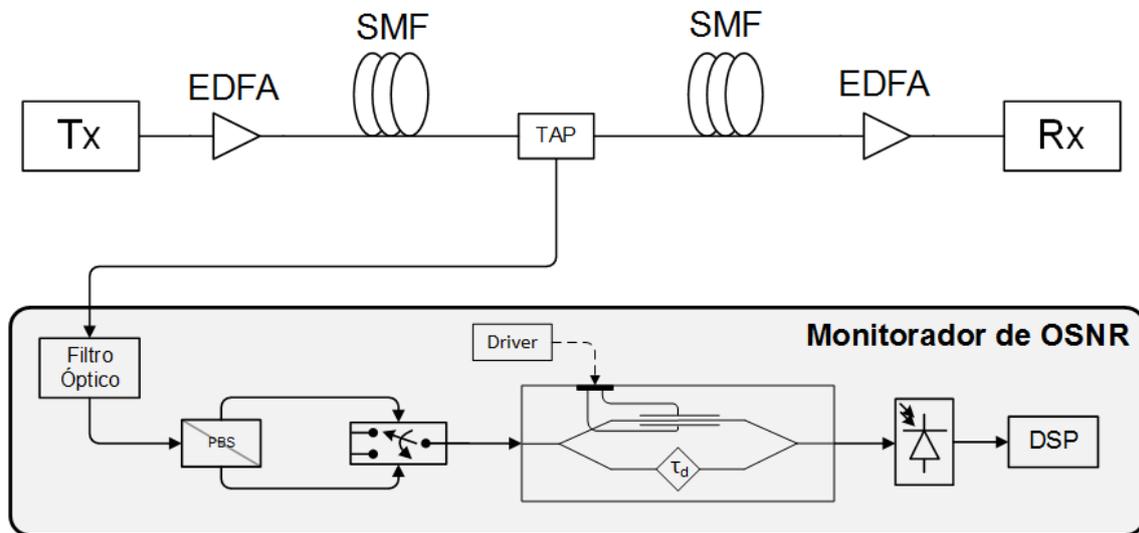


Figura 24 – Método proposto para monitoração da OSNR.

Como observado na Figura 24, o método proposto necessita apenas uma parcela do sinal, obtida por meio de um *tap* no link óptico, para monitorar a relação sinal ruído óptica de um canal dentro de um enlace óptico, o que garante a característica não intrusiva do método. Através da diversidade de polarização é possível distinguir o sinal do ruído para sinais nos quais a distribuição de potência é diferente para cada estado de polarização selecionado nas saídas do PBS, contudo, na ausência de PDL esta situação só se verifica para sinais modulados em apenas uma polarização. Para sinais com as polarizações multiplexadas o comportamento verificado é como se o mesmo não estivesse polarizado [20], assim, a alternativa é utilizar o interferômetro Mach Zehnder posto no circuito óptico para abordar a diferença de coerência entre o sinal e o ruído. Dessa maneira, as potências nos braços do PBS devem ser monitoradas para que em seguida se defina qual a melhor abordagem para a estimação intrabanda da OSNR.

Após o PBS, ainda no domínio óptico, a potência em cada um de seus braços pode ser descrita por (20) e (21).

$$P_{arm1} = P_{s1} + \frac{P_n}{2} \quad (20)$$

$$P_{arm2} = P_{s2} + \frac{P_n}{2} \quad (21)$$

OS quais  $P_{s1}$  e  $P_{s2}$  são as potências do sinal presente nos estados de polarização ortogonal definidos nas saídas do PBS, e  $P_N$  é a potência de ruído total do canal, que uma vez considerado completamente despolarizado se divide de forma igual em todos os estados de polarização.

Considerando que o comportamento do interferômetro Mach Zehnder utilizado neste arranjo pode ser modelado segundo (14) [40], a partir desta equação e fazendo uso de (20) e (21), para cada braço do PBS o fotodetector gerará as tensões

$$V_{PD1} = C \left[ P_{s1} + \frac{P_n}{2} + \cos(2\pi f_o \tau_d) \left( \gamma_s(\tau - \tau_p)P_s + \gamma_n(\tau - \tau_p)\frac{P_n}{2} \right) \right] \quad (22)$$

$$V_{PD2} = C \left[ P_{s2} + \frac{P_n}{2} + \cos(2\pi f_o \tau_d) \left( \gamma_s(\tau - \tau_p)P_s + \gamma_n(\tau - \tau_p)\frac{P_n}{2} \right) \right] \quad (23)$$

sendo  $C$  é a responsividade do fotodetector;  $f_o$  é a frequência central do sinal de entrada;  $P_s$  é a potência do sinal;  $P_n$  é a potência do ruído;  $\tau_d$  é o atraso de linha do interferômetro usado;  $\tau$  é o atraso de fase responsável por gerar os padrões de interferência no interferômetro; e  $\gamma_s$  e  $\gamma_n$  são as autocorrelações normalizadas do sinal e ruído, respectivamente.

Das equações (22) e (23) é possível definir a visibilidade,  $u$ , do sinal óptico que se deseja monitorar a partir de

$$u = \frac{P_s \gamma_s + P_n \gamma_n}{P_s + P_n} = \frac{V_{PD1pk-pk} + V_{PD2pk-pk}}{V_{PD1mean} + V_{PD2mean}} \quad (24)$$

Além da visibilidade, outro parâmetro que precisa ser definido antes da obtenção do valor da OSNR é a razão entre as potências nos braços do PBS. Isso ocorre porque esta razão definirá a maneira pela qual a OSNR será estimada. Caso esta razão assuma valores diferente de 0,5, o sinal a ser monitorado é modulado em apenas uma polarização e neste caso o valor de  $\gamma_s$  pode ser obtido por meio da relação a seguir [44].

$$\gamma_s = \frac{P_s \gamma_s - P_n \gamma_n}{P_s - P_n} = \frac{V_{PD1pk-pk} - V_{PD2pk-pk}}{V_{PD1mean} - V_{PD2mean}} \quad (25)$$

Todavia, se a razão entre as potências nas saídas do PBS tender a 0,5, a expressão indicada acima perde precisão e uma nova abordagem para se obter o valor de  $\gamma_s$  é necessária. Considerando que o valor de  $\gamma_s$  é uma propriedade do sinal e que uma vez mantida as condições que o caracterizam seu valor tende a se manter constante, para as situações em que (25) não garante o cálculo de  $\gamma_s$  com a precisão necessária, é proposto uma calibração do sistema baseada em duas situações nas quais a OSNR do sistema é diferente e conhecida.

Considerando  $\gamma_N$  como sendo a autocorrelação normalizada do ruído óptico, (26) e (27) apresentam as equações que fornecem os valores de  $\gamma_N$  e  $\gamma_S$  obtidos por meio dos pontos de calibração indicados pelos índices 1 e 2.

$$\gamma_n = \frac{r_2 u_2 - r_1 u_1 - u_1 + u_2}{r_2 - r_1} \quad (26)$$

$$\gamma_s = r_2 \cdot (u_2 - \gamma_n) + u_2 \quad (27)$$

Nestas equações ao invés de se usar o valor da OSNR, se utiliza a relação linear entre as potências de ruído e do sinal, representada pelo parâmetro  $r$ . Também é utilizada a visibilidade do sinal,  $u$ , para cada caso de OSNR usado na calibração.

Uma vez definido os valores de  $\gamma_S$ ,  $\gamma_N$ , e  $r$ , a OSNR definida para uma largura de banda de 0,1 nm pode ser estimada a partir da relação definida por

$$OSNR = 10 \log_{10} \left( \frac{1}{r} \right) + 10 \log_{10} \left( \frac{NEB (nm)}{0.1 (nm)} \right) \quad (28)$$

O qual NEB indica a largura de espectro na qual o ruído óptico é limitado.

# 4

## RESULTADOS

### 4.1 Simulação

O método proposto neste trabalho, ilustrado pela Figura 24, foi implementado no ambiente de simulação OptiSystem a fim de ser validado o seu desempenho. A ferramenta computacional OptiSystem é um *software* da fabricante Optiwave Corp que permite o planejamento, teste e simulação de redes ópticas e dos elementos que a compõem. Para tanto, este *software* dispõe de uma extensa biblioteca com dispositivos passivos e ativos, no domínio elétrico e óptico, além da possibilidade de integração com outras ferramentas computacionais, tal como o *software* Matlab. A partir dessa ferramenta de análise de enlaces ópticos foram desenvolvidos os blocos necessários para a geração de sinais em diversos formatos de modulação, do ruído amplificado de emissão espontânea (ASE) e dos demais componentes que constituem a solução proposta para monitoração intrabanda da OSNR.

A análise da solução proposta se iniciará descrevendo em simulação o desempenho da monitoração da OSNR para sinais não coerentes modulados em apenas uma polarização, e, posteriormente, será apresentado o desempenho para sinais coerentes modulados em ambas as polarizações. A Figura 25 descreve o *layout* construído no ambiente de simulação OptiSystem para a análise do desempenho desta solução.

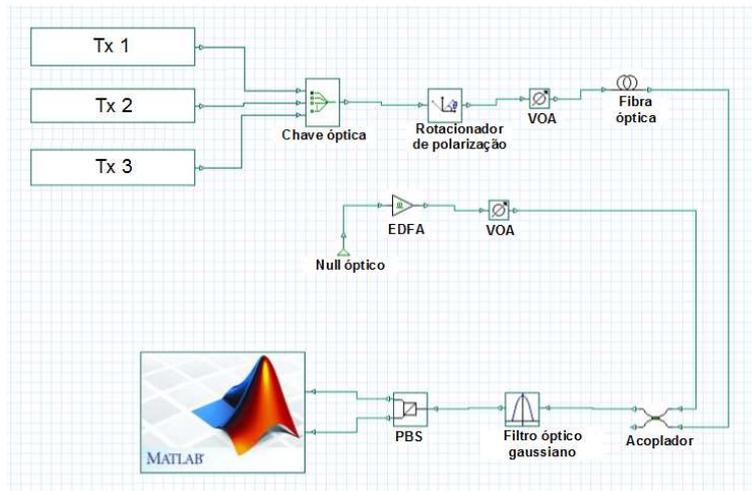


Figura 25 - Esquemático do modelo em simulação para avaliação do método proposto

Na configuração indicada pela Figura 25, o sinal alvo da monitoração tem sua potência óptica controlada por um atenuador óptico variável, VOA, e para simular os efeitos presentes em um sistema real um rotacionador de polarização seguido por um modelo de fibra óptica monomodo foi inserido neste ambiente. A partir de um acoplador este sinal é adicionado ao ruído óptico gerado por um EDFA com entrada desacoplada de qualquer fonte óptica e seguido por um VOA para controlar o nível de ruído, o que define, assim, a OSNR do sistema. Uma vez gerado o sinal a ser alvo da monitoração, este sofre a ação de um filtro óptico para definir a região do espectro para o cálculo da OSNR intrabanda. Para aproximar a simulação de uma configuração mais realista o filtro óptico utilizado na simulação foi definido a partir de uma caracterização do filtro a ser usado experimentalmente. Este filtro é da fabricante Dicon, *part number* MTF500B, e tem a característica de ser sintonizável, além de ter sua faixa passante otimizada para canais espaçados na grade de 50 GHz. A caracterização foi executada a partir de uma fonte de ruído óptico acoplada ao filtro sob análise, sendo o perfil de atenuação obtido correspondente a um filtro gaussiano de ordem 1 e largura de banda de 22,5 GHz. Inserindo na simulação este modelo de filtro óptico e comparando seu perfil de atenuação com o perfil do filtro a ser utilizado experimentalmente é possível chegar as curvas ilustradas pela Figura 26.

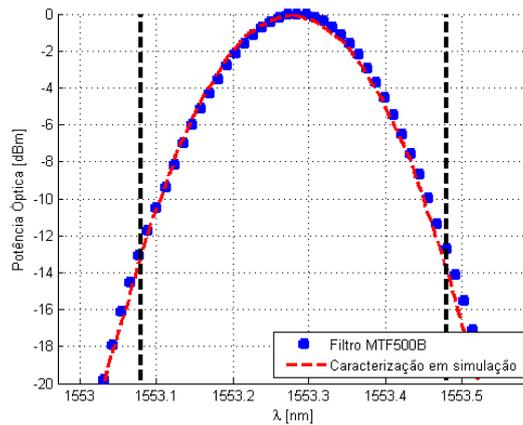


Figura 26 – Perfis de atenuação dos filtros ópticos utilizados experimentalmente e na simulação. As linhas tracejadas em destaque na vertical indicam a grade de 50 GHz a qual o canal usado na caracterização está alocado.

A semelhança dos perfis de atenuação dos filtros ópticos presentes na simulação a configuração experimental permite a comparação entre os resultados obtidos nestes dois ambientes.

#### 4.1.1 Sinais modulados em uma polarização

Os sinais modulados em uma polarização se caracterizam por não ter em sua geração uma codificação distinta para cada componente ortogonal da polarização do sinal óptico. Dessa forma, entre o sinal definido por este padrão de modulação e o ruído de emissão espontânea, ASE, uma diferença evidente é a diversidade de polarização existente, pois, enquanto o sinal possui uma polarização bem definida o ruído óptico não a tem, pois na ausência de efeitos dispersivos o ruído óptico se distribui igualmente em ambas as polarizações.

A fim de evidenciar esta característica e também possibilitar a observação do efeito da diversidade de coerência entre o sinal e o ruído óptico, foi proposto o arranjo descrito pela Figura 25. Nesta configuração ambos sinal e ruído são acoplados para sofrerem a ação de um filtro óptico seguido por um divisor de polarização, PBS. Logo após as componentes ortogonais da polarização serem separadas pelo PBS, cada uma seguirá para o componente Matlab Box, onde está implementado os modelos do interferômetro e do circuito de recepção do canal óptico necessários para compor o arranjo proposto para a monitoração da OSNR.

As simulações apresentadas neste trabalho foram geradas com sinais de comprimento de 8192 bits, com 16 amostras por bit e amostrados a uma taxa de 1,792 THz. Estes sinais são então enviados a um rotacionador de polarização para simular os diversos estados de polarização aos

quais estão sujeitos. Em seguida este sinal passa por um modelo determinístico de fibra óptica padrão com 50 km de extensão e os parâmetros de dispersão cromática e dispersão de modo de polarização são definidos para cada situação analisada.

Uma vez construído em simulação o arranjo indicado pela Figura 25, o método proposto para a monitoração da OSNR foi avaliado para dois sinais com formatos de modulação distintos e definidos para apenas uma polarização: o primeiro sendo NRZ-OOK à 28 Gb/s; e um segundo sendo NRZ-QPSK à 28 Gb/s. Estes sinais foram analisados diante da variação da potência de entrada e da ação dos efeitos da dispersão cromática e da dispersão de modo de polarização. Em todos os casos a avaliação da performance do método proposto se estende em uma faixa de OSNR de referência de 5 dB à 25 dB, sendo considerado para a calibração as OSNR de 5 dB e a de 25 dB. O desempenho do método proposto para monitoração de OSNR diante dos efeitos citados está apresentado nos itens a seguir.

#### 4.1.1.1 Influência da variação da potência de entrada

Para validar o desempenho do método de monitoração proposto diante da variação da potência de entrada do sistema três condições foram analisadas: a primeira com uma potência de entrada de 5 dBm; a segunda a -15 dBm; e a terceira a -25 dBm. A Figura 27 e a Figura 28 descrevem o desempenho do método para os sinais NRZ-OOK e NRZ-QPSK, respectivamente.

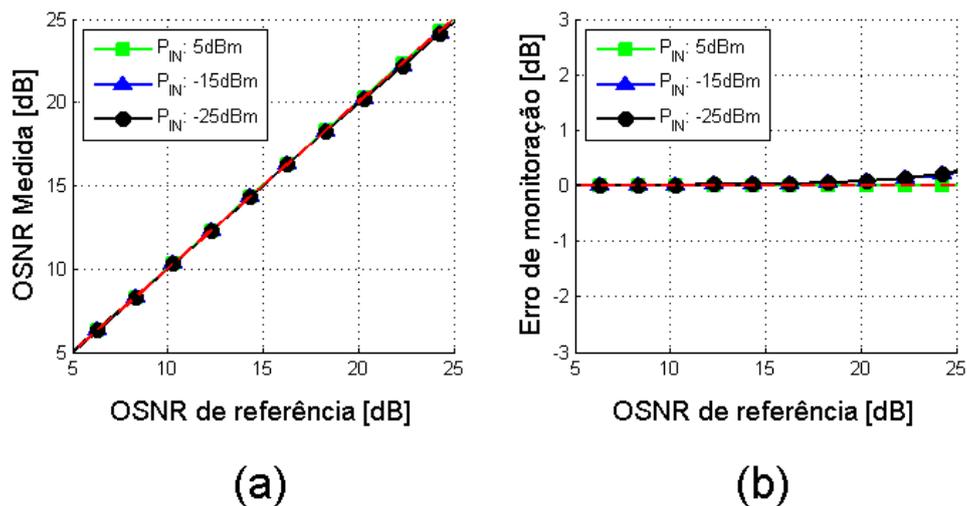


Figura 27 - Monitoração da OSNR obtida em simulação para o sinal NRZ-OOK à 28 Gb/s. (a) Resultados da monitoração; (b) erro de monitoração.

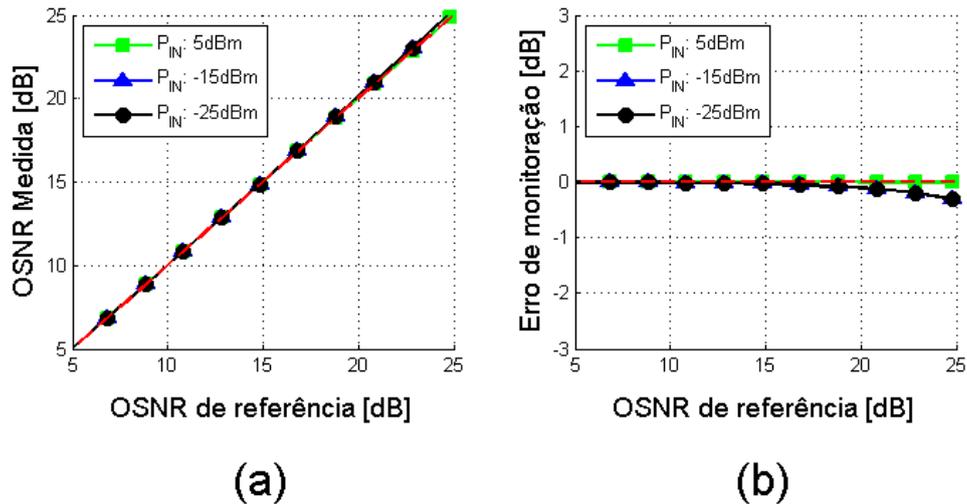


Figura 28 - Monitoração da OSNR obtida em simulação para o sinal NRZ-QPSK à 28 Gb/s. (a) Resultados da monitoração; (b) erro de monitoração.

Para a obtenção das curvas apresentadas nas Figura 27 e Figura 28 o sistema foi calibrado apenas para uma condição de potência de entrada, sendo considerado ambos os formatos de modulação que definiram o sinal a ser monitorado. Dessa forma, realizada a calibração para a potência de  $-15$  dBm os valores obtidos para as variáveis  $\gamma_N$  e  $\gamma_S$  para o sinal NRZ-OOK foram, respectivamente, 0,5012 e 0,9096 e para o sinal NRZ-QPSK 0,5012 e 0,7075.

A partir da Figura 27 (b) e da Figura 28 (b) verifica-se um erro de estimação da OSNR de 0,5 dB para a faixa de monitoração, que se estende de 5 dB até 25 dB de OSNR, considerando ambos os sinais analisados em suas respectivas taxas.

#### 4.1.1.2 Influência da dispersão cromática

A influência da dispersão cromática pode ser avaliada no arranjo proposto para simulação por meio do modelo determinístico da fibra óptica. Nestas condições foi inserido um valor de dispersão de 15 ps/nm/km, o que corresponde à 750 ps/nm após a extensão de 50 km do modelo de fibra óptica adotado. Uma vez definido o valor de dispersão, foi considerado para o sistema uma potência de entrada de  $-15$  dBm e as condições de calibração adotada foram as mesmas utilizadas quando se analisou a influência da potência de entrada no desempenho do sistema. A Figura 29 descreve o desempenho do método para os sinais NRZ-OOK e NRZ-QPSK.

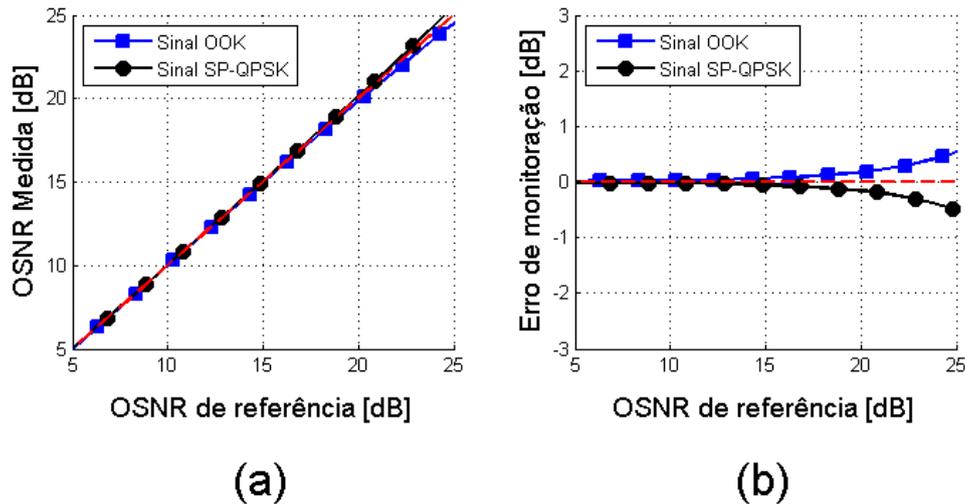


Figura 29 – Monitoração da OSNR obtida em simulação diante da influência de 750 ps/nm de CD para o sinal NRZ-OOK e NRZ-QPSK. (a) Resultados da monitoração; (b) erro de monitoração.

A Figura 29 (b) apresenta um erro de estimação da OSNR de 0,5 dB para a faixa de monitoração, que se estende de 5 dB até 25 dB de OSNR, considerando ambos os sinais analisados.

#### 4.1.1.3 Influência da dispersão de modo de polarização

Para avaliar o desempenho da monitoração da OSNR diante do efeito da dispersão de modo de polarização foi utilizado o modelo determinístico da fibra óptica presente no arranjo proposto para simulação. O valor desta dispersão foi definido pelo parâmetro atraso de grupo diferencial, DGD, que corresponde à dispersão de modo de polarização de primeira ordem. Buscando alcançar um valor de 45 ps ao longo dos 50 km de fibra óptica, o valor de DGD foi ajustado em 0.9 ps/km. A partir destas condições é definido para o sistema uma potência de entrada de -15dBm e os valores de  $\gamma_s$  e  $\gamma_N$  foram definidos a partir da calibração realizada na seção em que a influência da potência de entrada foi analisada, sendo, por tanto,  $\gamma_N$  igual a 0,5012 e  $\gamma_s$  0,9096 e 0,7075 para os sinais OOK e QPSK, respectivamente. A Figura 30 apresenta o desempenho da monitoração da OSNR para os sinais analisados.

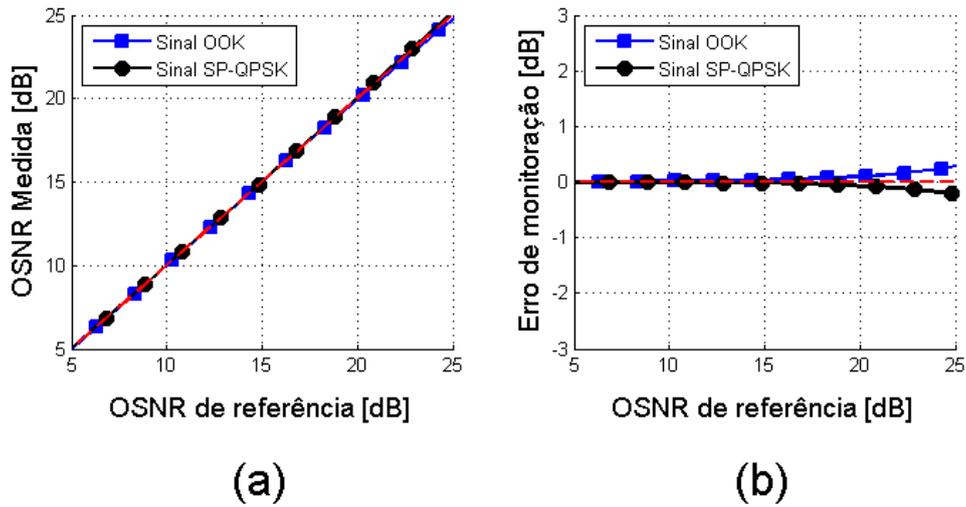


Figura 30 - Monitoração da OSNR obtida em simulação diante da influência de 45 ps de DGD para o sinal NRZ-OOK e NRZ-QPSK. (a) Resultados da monitoração; (b) erro de monitoração.

A partir da Figura 30 (b) é observado um erro de estimação menor que 0,5 dB para ambos os sinais considerados.

Com o objetivo de simular uma condição mais realista, o desempenho do método proposto necessita ser avaliado diante da influência da ação conjunta dos efeitos dispersivos tratados neste trabalho, a dispersão cromática e a dispersão de modo de polarização. Dessa forma, para um valor de DGD de 45 ps e 750 ps/nm para a dispersão cromática, a Figura 31 apresenta a qualidade da monitoração considerando um sistema calibrado com os valores de  $\gamma_N$  e  $\gamma_S$  definidos anteriormente para os sinais OOK e QPSK.

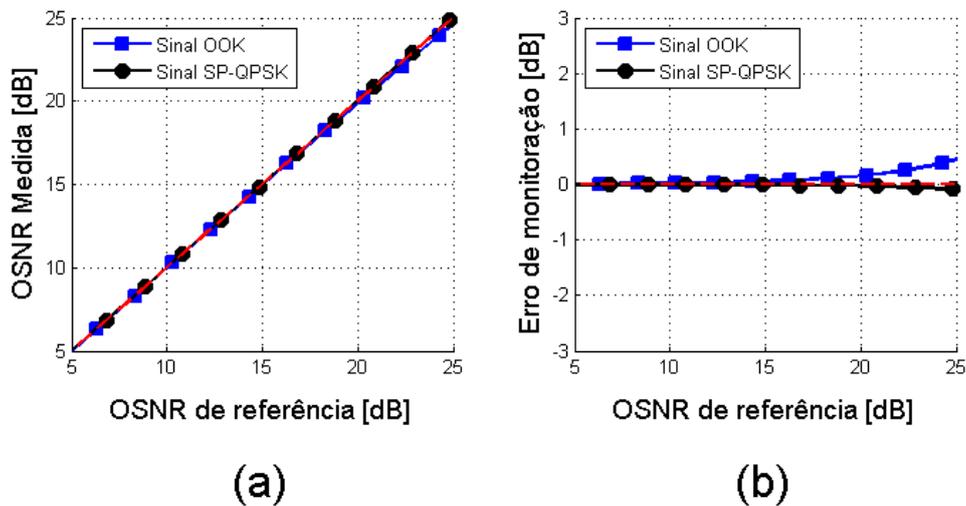


Figura 31 - Monitoração da OSNR obtida em simulação diante da influência de 750 ps/nm de CD e 45 ps de DGD para o sinal NRZ-OOK e NRZ-QPSK. (a) Resultados da monitoração; (b) erro de monitoração.

A Figura 31 (b) indica que o erro de estimação continuou menor que 0,5 dB para ambos os sinais considerados, o que comprova em simulação a validade da monitoração para sinais modulados em apenas uma polarização na presença dos efeitos dispersivos.

## 4.1.2 Sinais modulados em duas polarizações

Para alcançar uma alta taxa de transmissão nos sinais ópticos fez-se necessário um avanço nos formatos de modulação utilizados, por esta razão os parâmetros sujeitos à codificação não mais se restringiram à amplitude do sinal em apenas uma polarização. A codificação passou a ser realizada tanto na amplitude quanto na fase do sinal em ambas as suas polarizações. Dessa forma, os sinais que segundo o seu formato de modulação eram classificados como não coerentes e modulados em apenas uma polarização passaram a receber a atribuição de coerentes e modulados em duas polarizações.

Concorrentemente com o aumento das taxas de transmissão alcançadas com os sinais modulados em ambas as polarizações, há um aumento da complexidade na monitoração da OSNR, pois não mais será possível distinguir o sinal do ruído óptico por meio da diversidade de polarização existentes entre eles.

Diante da situação apresentada o arranjo proposto para monitoração da OSNR foi avaliado no modelo de simulação apresentado na Figura 25. Da mesma forma como avaliado os sinais definidos em apenas uma polarização, para os sinais com formatos avançados de modulação ambos o sinal e o ruído óptico são filtrados por um filtro óptico gaussiano de ordem 1 de largura de banda de 22,5 GHz, o qual corresponde ao filtro otimizado para canais espaçados na grade de 50 GHz que será utilizado no arranjo experimental, seguido por um divisor de polarização. Cada componente ortogonal da polarização é adquirido pelo componente Matlab Box para que o modelo do interferômetro e do fotodetector usados no arranjo proposto possa ser aplicado à cada polarização. Assim como definido na análise para sinais modulados em uma polarização, as simulações foram geradas com sinais de comprimento de 8192 bits, com 16 amostras por bit e amostrados a uma taxa de 1,792 THz.

Dois formatos de modulação foram analisados nesta situação: o primeiro sendo NRZ-DP-QPSK à 112 Gb/s; e o segundo sendo NRZ-16QAM à 224 Gb/s. Estes sinais foram avaliados em simulação diante do efeito da variação da potência de entrada, da dispersão cromática, dispersão de modo de polarização e a dispersão dependente de polarização. As situações analisadas consideram uma faixa de OSNR de referência que se estende de 5 dB à 30 dB. Considerando os efeitos

citados o desempenho do método de monitoração de OSNR proposto está apresentado nos itens a seguir.

#### 4.1.2.1 Influência da variação da potência de entrada

Três condições foram consideradas para avaliar a influência da variação da potência de entrada no desempenho do método proposto para monitoração da OSNR para os sinais NRZ-DP-QPSK e NRZ-16-QAM. Elas foram: 5 dBm, -15 dBm e -25 dBm, contudo, apenas a primeira, 5 dBm, foi utilizada para calibrar o sistema e os valores obtidos para  $\gamma_N$  e  $\gamma_S$  foram, respectivamente, 0,5012 e 0,7051 para o sinal NRZ-DP-QPSK e 0,5012 e 0,6060 para o sinal NRZ-16QAM. A Figura 32 e a Figura 33 apresentam o desempenho encontrado experimentalmente para cada situação.

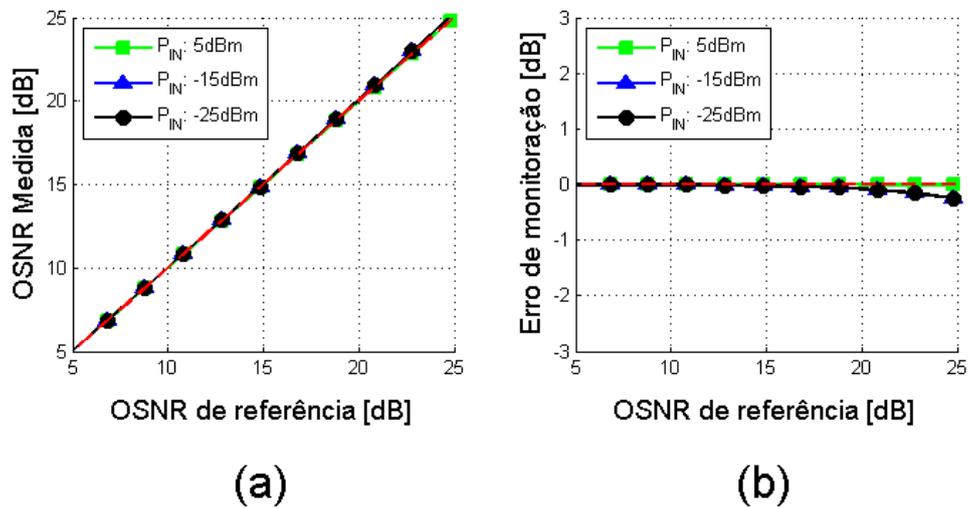


Figura 32 - Monitoração da OSNR obtida em simulação para o sinal NRZ-DP-QPSK à 112Gb/s. (a) Resultados da monitoração; (b) erro de monitoração.

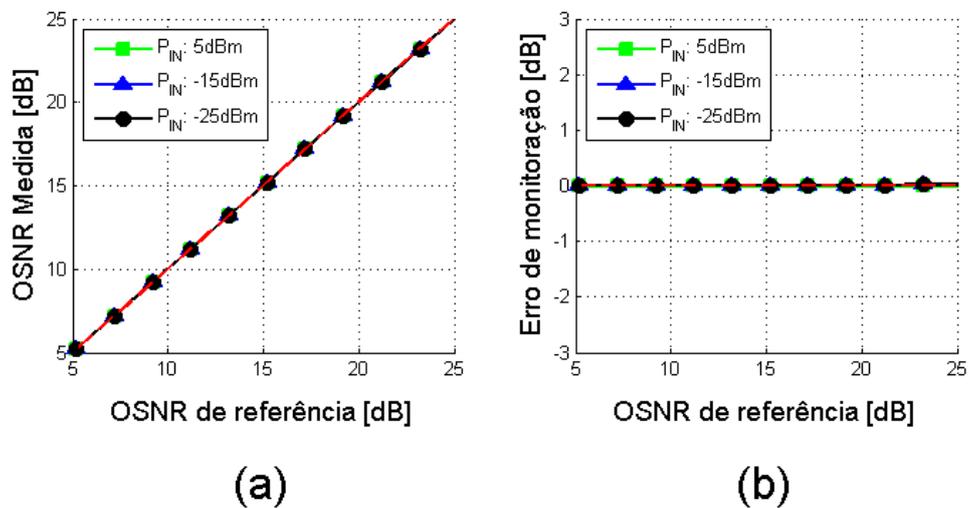


Figura 33 - Monitoração da OSNR obtida em simulação para o sinal NRZ-16QAM à 224 Gb/s. (a) Resultados da monitoração; (b) erro de monitoração.

As Figura 32 (b) e Figura 33 (b) indicam um erro de estimação de OSNR menor de 0,5 dB para ambos os sinais analisados ao longo da faixa de 5 dB à 25 dB de OSNR de referência.

#### 4.1.2.2 Influência da dispersão cromática

Definindo um valor de  $-15$  dBm para a potência de entrada do sistema, o efeito da dispersão cromática pôde ser avaliado em simulação a partir do modelo determinístico da fibra óptica utilizada. Ao longo dos 50km de fibra utilizado foi configurado  $15$  ps/nm/km como coeficiente da dispersão cromática, o que garante um valor de  $750$  ps/nm. A partir da calibração realizada para a análise da influência da potência de entrada a Figura 34 descreve o desempenho do método nestas condições.

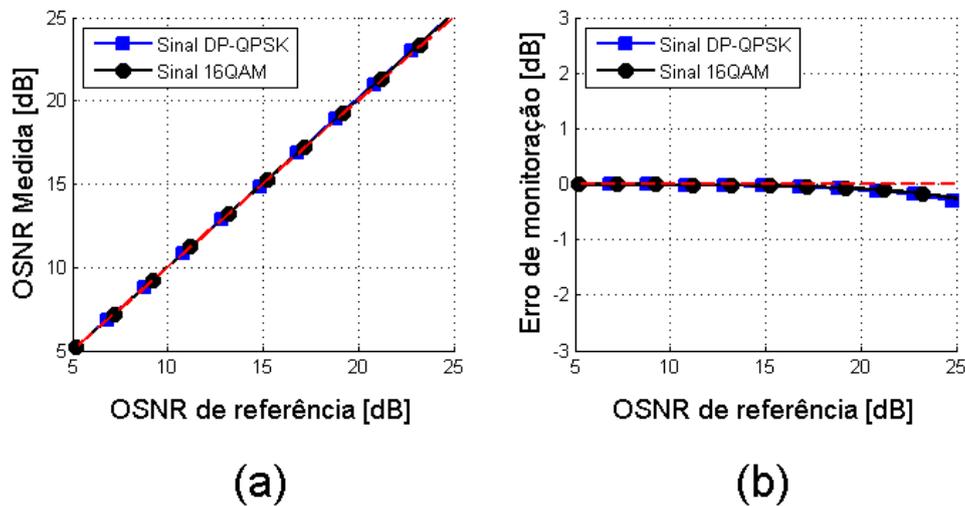


Figura 34 - Monitoração da OSNR obtida em simulação diante da influência de 750 ps/nm de CD para o sinal NRZ-DP-QPSK e NRZ-16QAM. (a) Resultados da monitoração; (b) erro de monitoração.

Um erro de estimação da OSNR de 0,5 dB é obtido a partir da Figura 34 (b) para a faixa de monitoração que se estende de 5 dB até 25 dB de OSNR, considerando ambos os sinais analisados em suas respectivas taxas.

#### 4.1.2.3 Influência da dispersão de modo de polarização

A dispersão de modo de polarização foi avaliada a partir de seu efeito de primeira ordem, também conhecido como atraso de grupo diferencial, DGD. Para esta análise foi considerada uma potência de entrada no sistema de  $-15$  dBm e ao longo dos 50 km do modelo determinístico de fibra óptica utilizado em simulação foi configurado  $0,9$  ps/km de DGD, o que corresponde a  $45$  ps. Em ambas condições o valor de  $\gamma_N$  foi considerado como sendo  $0,5012$ , contudo, para a primeira o valor de  $\gamma_S$  fornecido pela calibração foi de  $0,7051$  para o sinal NRZ-DP-QPSK e  $0,6060$  para o sinal NRZ-16QAM, sendo estes valores os mesmos adotados na análises

dos outros parâmetros do sistema. O desempenho do método proposto para cada caso está representado na Figura 35.

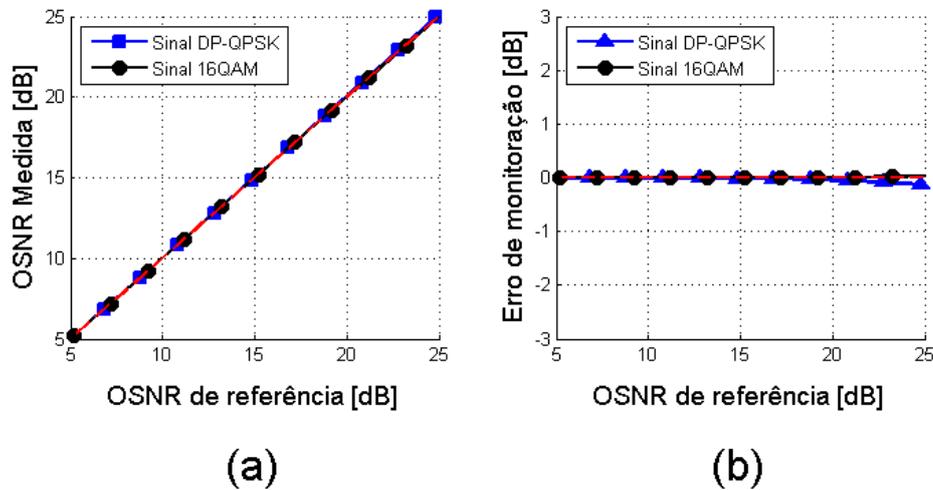


Figura 35 - Monitoração da OSNR obtida em simulação diante da influência de 45ps de DGD para o sinal NRZ-DP-QPSK e NRZ-16QAM. (a) Resultados da monitoração; (b) erro de monitoração.

Como observado a partir da Figura 35 (b), um erro de estimação menor que 0,5 dB é obtido para a faixa de monitoração que se estende de 5 dB até 25 dB de OSNR, considerando ambos os sinais analisados em suas respectivas taxas.

Como tratado na análise de sinais modulados em apenas uma polarização, a fim de simular um modelo mais realista é preciso considerar o desempenho do método de monitoração proposto para a ação em conjunto da dispersão de modo de polarização com a dispersão cromática. Este desempenho é apresentado na Figura 36 para os sinais NRZ-DP-QPSK e NRZ-16QAM, considerando um valor de DGD de 45 ps e 750 ps/nm para CD.

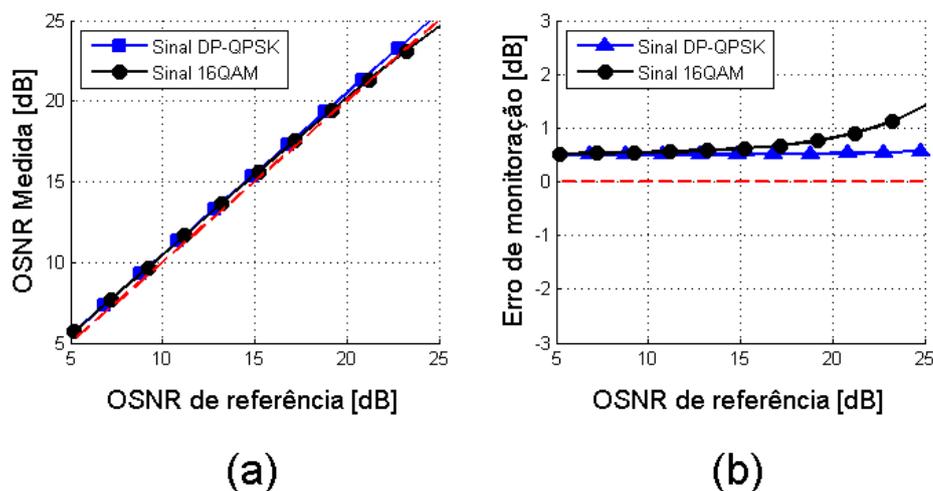


Figura 36 - Monitoração da OSNR obtida em simulação diante da influência de 750 ps/nm de CD e 45 ps de DGD para o sinal NRZ-DP-QPSK e NRZ-16QAM. (a) Resultados da monitoração; (b) erro de monitoração.

A partir da Figura 36 (b) o erro de monitoração observado é menor que 2,0 dB para ambos os sinais considerados, o que comprova em simulação a validade da monitoração mesmo para sinais modulados com as polarizações multiplexadas na presença dos efeitos dispersivos.

#### 4.1.2.4 Influência da perda dependente de polarização

A perda dependente de polarização é causada por elementos ópticos cuja birrefringência em cada componente ortogonal da polarização do sinal de entrada apresenta um perfil de atenuação distinto, o que ocasiona uma atenuação diferente para cada polarização. Para que a influência deste efeito na qualidade da monitoração da OSNR possa ser analisada, um sinal DP-QPSK foi gerado a partir do sistema descrito pela Figura 25 com diferentes valores de PDL e o desempenho da monitoração obtido em simulação está representado na Figura 37.

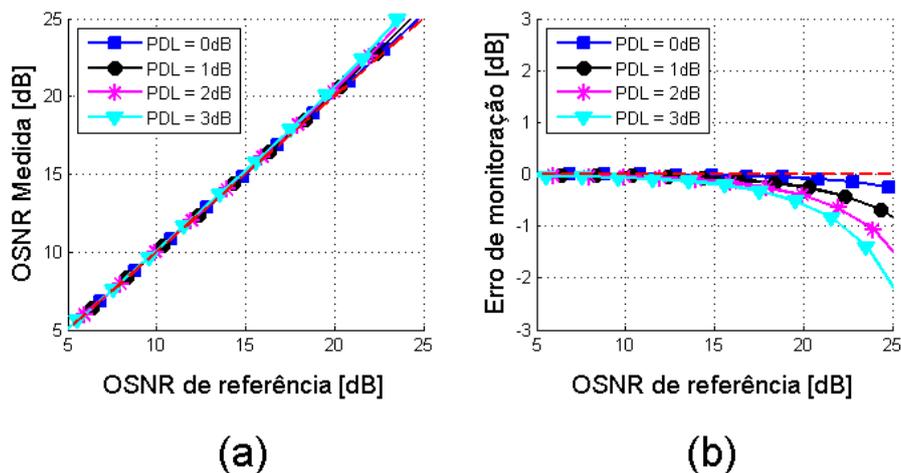


Figura 37 - Monitoração da OSNR obtida em simulação diante da influência da PDL para o sinal NRZ-DP-QPSK. (a) Resultados da monitoração; (b) erro de monitoração.

Como observado na Figura 37 (b), à medida que a PDL do sistema aumenta o erro de monitoração é afetado e para o caso em que este efeito atinge o valor de 3 dB o erro se mostrou menor que 2,5 dB para uma faixa que se estende até 25 dB de OSNR.

### 4.1.3 Vantagens na utilização do PBS para o método proposto

Como observado no esquemático presente na Figura 25, o método proposto neste trabalho é constituído por um divisor de polarização, PBS, para que cada componente ortogonal da

polarização do sinal de entrada possa sofrer a ação de um interferômetro com atraso de linha específico e, assim, a partir dos padrões de interferência de cada componente o valor de OSNR possa ser calculado. Contudo, como utilizado em diversos outros trabalhos, o padrão de interferência pode ser analisado diretamente a partir do sinal de entrada ([33] [34] [35]) o que proporciona uma maior simplicidade à estratégia de monitoração. A fim de comparar o desempenho dessas duas abordagens de monitoração, um sinal NRZ-DP-QPSK será submetido a essas duas abordagens e o desempenho da monitoração diante da presença dos efeitos da dispersão cromática e dispersão de modo de polarização estão presentes nas figuras a seguir.

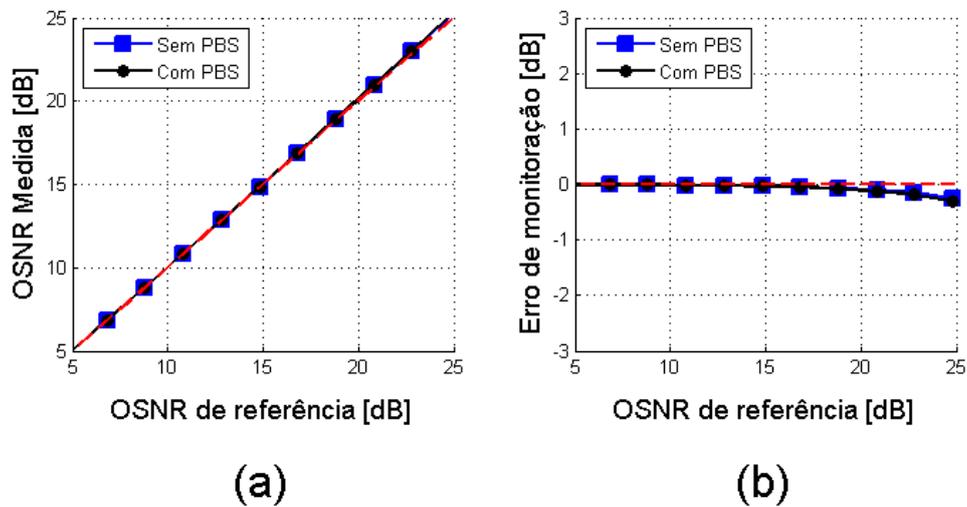


Figura 38 - Monitoração da OSNR obtida em simulação para o sinal NRZ-DP-QPSK na presença de 750 ps/nm de CD. Foi considerado dois arranjos: um com a presença de um PBS; e outro sem este componente. (a) Resultados da monitoração; (b) comparação entre o erro de monitoração.

Na presença de 750 ps/nm de CD a Figura 38 descreve o desempenho da monitoração da OSNR para duas abordagens: a primeira sem o uso do PBS no método interferométrico; e a segunda com o seu uso, seguindo o modelo proposto neste trabalho e descrito na Figura 24. Como observado na Figura 38, diante da influência da dispersão cromática os erros de monitoração para essas duas abordagens são praticamente idênticos para toda a faixa de variação de OSNR analisada. Contudo, se essa comparação for estendida para a análise da ação da dispersão de modo de polarização é possível verificar uma diferença de desempenho como observado na Figura 39.

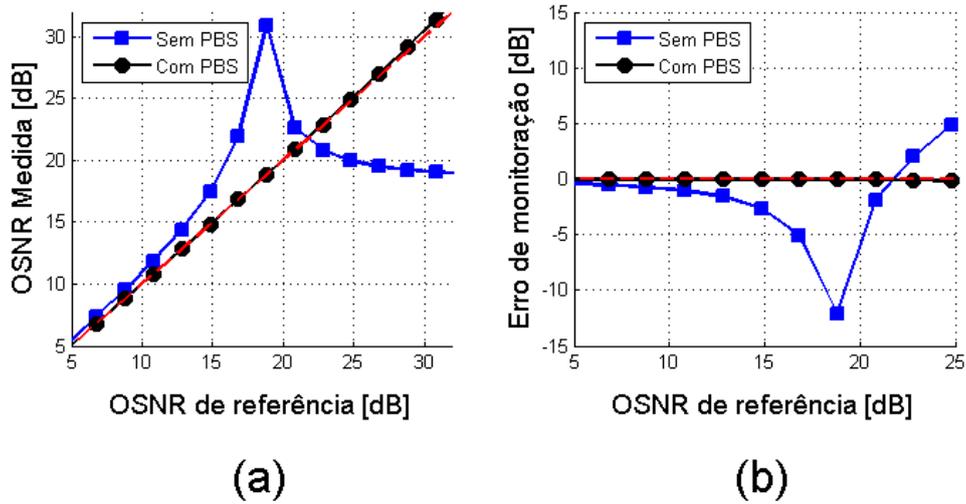


Figura 39 - Monitoração da OSNR obtida em simulação para o sinal NRZ-DP-QPSK na presença de 45 ps DGD. Foi considerado dois arranjos: um com a presença de um PBS; e outro sem este componente. (a) Resultados da monitoração; (b) comparação entre o erro de monitoração.

A Figura 39 (b) indica que para a faixa de OSNR analisada o método proposto com o uso do PBS manteve um erro de monitoração abaixo de 0,5 dB diante de 45 ps de DGD, enquanto que diante deste mesmo efeito a abordagem sem o uso do PBS gerou erros na ordem de 12 dB.

Quando estes dois efeitos dispersivos são analisados em conjunto a qualidade da monitoração continua distinta para cada abordagem, como indicada na Figura 40. Este resultado enfatiza o ganho de desempenho ao se utilizar o PBS no método proposto.

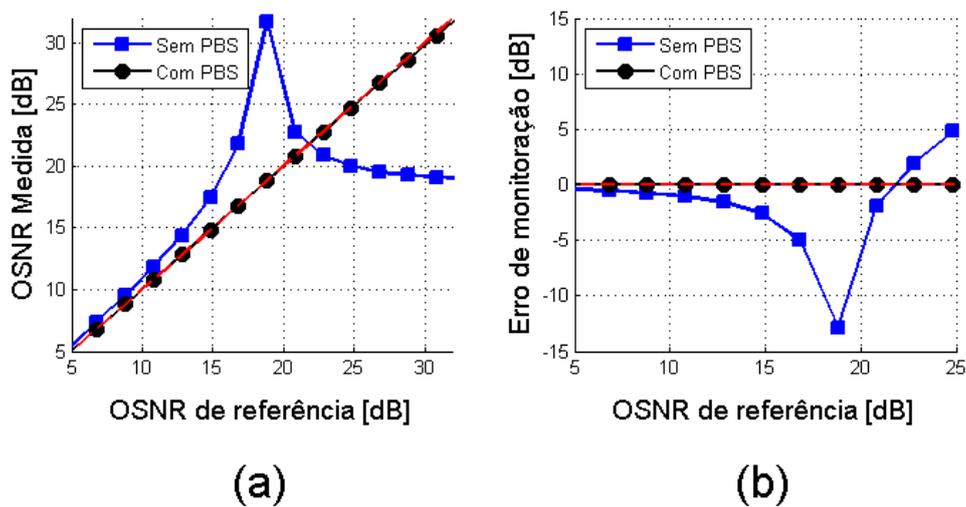


Figura 40 - Monitoração da OSNR obtida em simulação para o sinal NRZ-DP-QPSK na presença de 750 ps/nm de CD e 45ps DGD. Foi considerado dois arranjos: um com a presença de um PBS; e outro sem este componente. (a) Resultados da monitoração; (b) comparação entre o erro de monitoração.

Novamente, enquanto que com o uso do PBS o erro se manteve abaixo de 0,5 dB para uma faixa de monitoração de se estende até 25 dB, para uma monitoração direta, sem o uso do PBS, o erro alcança valores na ordem de 12 dB.

Os resultados apresentados esclarecem o ganho na qualidade da monitoração da OSNR ao se analisar o padrão de interferência de cada componente ortogonal da polarização do sinal de entrada através do uso do componente PBS.

## 4.2 Experimento

Uma vez realizada uma análise em simulação que comprovou a eficiência do método de monitoração proposto e do ganho obtido ao se utilizar um PBS na configuração, um arranjo experimental foi montado para validar a qualidade deste método na presença dos efeitos dispersivos considerados. Neste arranjo para prover a variação de OSNR necessária ao sistema em análise uma fonte de ruído óptico foi montada a partir de um conjunto de dois EDFAs, sendo o primeiro com entrada óptica nula, mas com bombeio fixado em 600 mW, e o segundo ligado ao primeiro por meio de um filtro óptico de largura de banda de 20nm e também configurado para uma operação em bombeio fixo, sendo este de 400 mW. A fim de definir o nível de ruído óptico gerado, um VOA foi posto em sequência a esta fonte de ruído, de forma que um sinal modulado em um formato específico possa ser acoplado a este ruído e pela ação do VOA toda a faixa de OSNR que se deseja monitorar possa ser alcançada experimentalmente. Uma vez garantida a variação de OSNR, foi acrescentado mais um amplificador óptico seguido por outro VOA, sendo este conjunto precedido por um filtro de largura de banda de 450 GHz para limitar a faixa de frequência de sua potência de entrada. A partir deste segundo VOA é possível definir o nível da potência óptica de entrada do canal alvo da monitoração pelo método proposto. Ainda faz parte deste arranjo experimental um *tap* para aquisição de uma amostra do canal óptico para a verificação de sua OSNR em um analisador de espectro óptico, OSA. Um esquema desta montagem experimental para geração do canal alvo da monitoração da OSNR está representado na Figura 41.

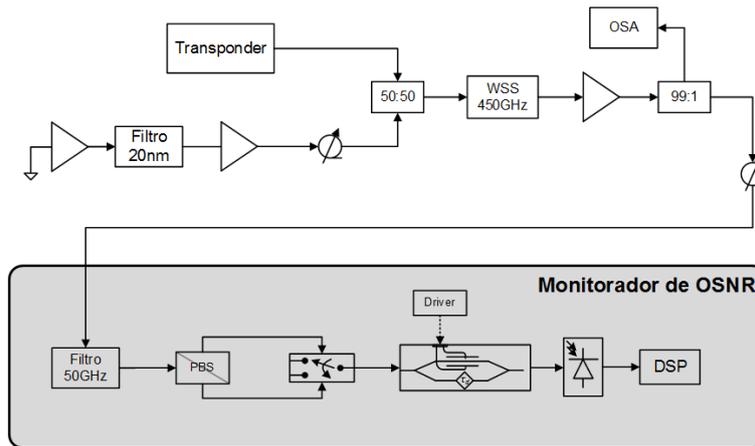


Figura 41 - Arranjo experimental desde a geração do sinal até o monitorador proposto.

Após garantir a geração do canal óptico com um controle de sua OSNR e de sua potência, este canal será encaminhado ao bloco de monitoração de OSNR, que neste arranjo experimental é composto por um interferômetro Mach Zehnder com atraso de linha que faz parte da solução do demodulador DPSK da fabricante Optoplex. Este componente possui um atraso de linha fixo igual a 20 ps, o que corresponde a um demodulador DPSK para sinais a uma taxa de 50 Gb/s. Neste tipo de dispositivo o padrão de interferência em sua saída é gerado a partir de uma dinâmica de temperatura responsável por uma mudança no comprimento de um dos braços que compõe o interferômetro, esta dinâmica é causada pela inserção de uma corrente elétrica e o atraso de linha por ela inserido é na ordem de uma mudança de fase entre os sinais presentes em cada braço do interferômetro.

Devido ao padrão de interferência estar sujeito a uma dinâmica de temperatura, a frequência utilizada para definir o a interferência do sinal de entrada é baixa, sendo adotada neste experimento uma frequência de 0,2 Hz.

O conjunto de monitoração de OSNR montado experimentalmente está ilustrado na Figura 42.

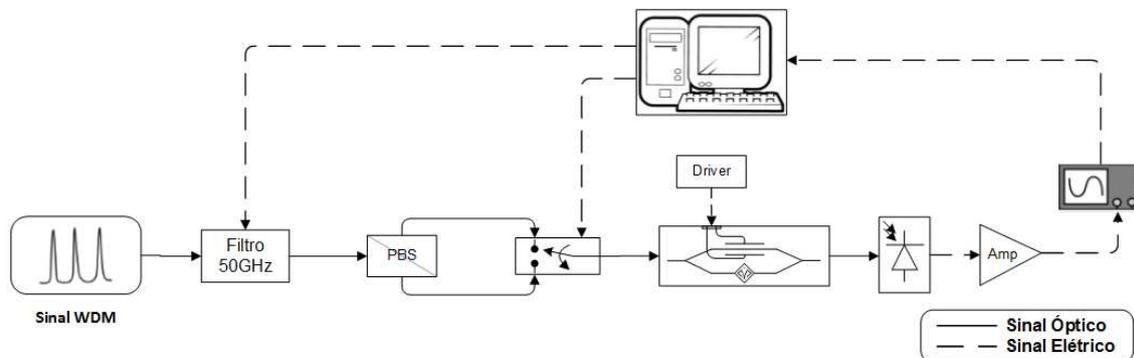


Figura 42 - Arranjo experimental montado para validação do método de estimação de OSNR proposto

Após o sinal na saída do interferômetro passar para o domínio elétrico com o uso de um fotodetector, este sinal passará por um circuito de condicionamento formado por um amplificador de transimpedância em escala logarítmica e logo em seguida será amostrado por meio de um conversor analógico digital de 14 bits, sendo 12 bits efetivos para a frequência de amostragem de 500 Hz. As amostras são enviadas a um computador que processará os dados seguindo o modelo proposto para a estimação da OSNR. Este computador também servirá como um controle central para o arranjo experimental, sendo responsável por definir o canal a ser monitorado a partir da frequência central do filtro óptico e também por definir o funcionamento da chave óptica, alternando a entrada selecionada para que os dois estados de polarização nas saídas do PBS possam ser processados em sequência. Neste arranjo experimental, para garantir a qualidade das amostras a serem processadas é preciso garantir que a influência do ruído no circuito de recepção seja a menor possível, para isso fez-se uso de duas estratégias: a primeira delas é a utilização da média de um conjunto de 40 amostras; e a segunda é a ação de um filtro digital passa baixa implementado no computador que controla o experimento. Só após este processamento para minimizar o ruído presente no sinal adquirido é que o algoritmo de monitoração será executado.

Para a análise experimental três sinais foram selecionados, um modulado em apenas uma polarização: NRZ-OOK à 10 Gb/s; e outros dois modulados em duas polarizações: NRZ-DP-QPSK à 112 Gb/s e NRZ-16-QAM à 224 Gb/s. O desempenho experimental do monitorador de OSNR será apresentado segundo o número de polarizações que definem a modulação do sinal analisado.

### 4.2.1 Sinais modulados em uma polarização

Para os sinais modulados em apenas uma polarização uma característica que os distingue do ruído óptico é a diversidade de polarização existente entre eles, pois na ausência de efeitos dispersivos o ruído se distribui igualmente em ambas as polarizações, enquanto que o sinal possui uma polarização bem definida. Considerando esta característica em conjunto com a diversidade de coerência entre o sinal e o ruído, o arranjo descrito na Figura 24 foi proposto e para corroborar os resultados provenientes da simulação o desempenho da monitoração da OSNR para o sinal NRZ-OOK à 10 Gb/s foi obtido experimentalmente e os mesmos serão comparados com os resultados já obtidos em simulação. Essa comparação é válida, pois o perfil do filtro óptico usado no arranjo experimental define o sinal da mesma forma que o utilizado

em simulação, assim, a função de auto correlação do ruído óptico se assemelha para ambos os casos. O filtro óptico utilizado nesta configuração é um filtro gaussiano da fabricante Dicon e *part number* MTF500B otimizado para canais espaçados na grade de 50 GHz

O sinal em questão será analisado em função da variação da potência de entrada, da presença da dispersão cromática e da dispersão de modo de polarização. Em todos os casos a faixa de avaliação da performance do método proposto se estende em uma faixa de OSNR de referência de 5 dB à 25 dB, sendo considerado para calibração as OSNR de 5 dB e 25 dB. Nos itens a seguir é posto o desempenho do método proposto considerando os efeitos citados.

#### 4.2.1.1 Influência da variação da potência de entrada

O desempenho da monitoração da OSNR foi analisado para o sinal NRZ-OOK em três condições de potência de entrada, sendo elas 5 dBm, - 15 dBm e - 25 dBm. Para cada condição de potência de entrada analisada os resultados experimentais alcançados estão mostrados na Figura 43.

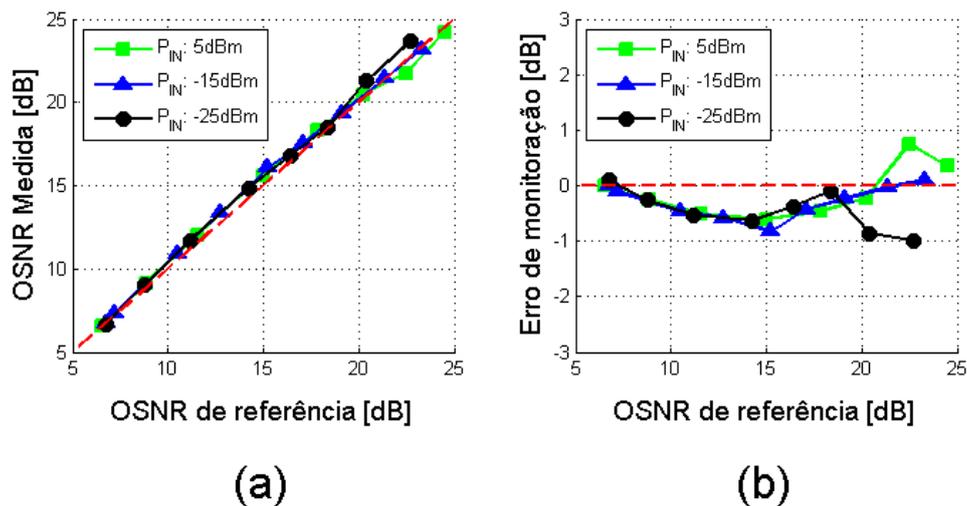


Figura 43 - Monitoração da OSNR obtida experimentalmente para o sinal NRZ-OOK à 10Gb/s. (a) Resultados da monitoração; (b) erro de monitoração.

Para potência de entrada de - 15 dBm a calibração foi realizada para as OSNR de referência de 5 dB e 25 dB e os valores obtidos para os parâmetros  $\gamma_N$  e  $\gamma_S$  para o sinal analisado foram 0,5216 e 0,9556, respectivamente. Uma vez definidos os parâmetros que se relacionam à coerência do ruído e do sinal, para as demais condições analisadas para a variação da potência de entrada serão assumidos os mesmos valores para  $\gamma_N$  e  $\gamma_S$ . Para as condições de potência de entrada analisadas o erro de estimação apresentada na Figura 43 (b) foi menor que 1,0 dB para a faixa de 5 dB a 25 dB de OSNR. Além do desempenho experimental, as análises feitas nesta seção mostram a relação com os resultados obtidos em simulação, pois apesar do erro de estimação

neste ambiente ser menor que 0,5 dB, os valores obtidos para a autocorrelação do ruído óptico,  $\gamma_N$ , e do sinal,  $\gamma_s$ , foram 0,5012 e 0,9096, respectivamente, enquanto que experimentalmente estes valores foram 0,5216 e 0,9556.

#### 4.2.1.2 Influência da dispersão cromática

Para avaliar o efeito da dispersão cromática experimentalmente foi utilizado um módulo de dispersão cromática da fabricante TeraXion que é capaz de alcançar o valor de 750 ps/nm de dispersão cromática ao longo de todo espectro utilizado para sinais WDM. Uma vez definido o valor de dispersão a ser analisado, o sistema foi calibrado para uma potência de entrada de -15 dBm e os valores de  $\gamma_s$  e  $\gamma_N$  foram considerados os mesmos obtidos pela calibração realizada para a análise experimental da influência da potência de entrada. A Figura 44 apresenta os resultados experimentais adquiridos pelo arranjo proposto.

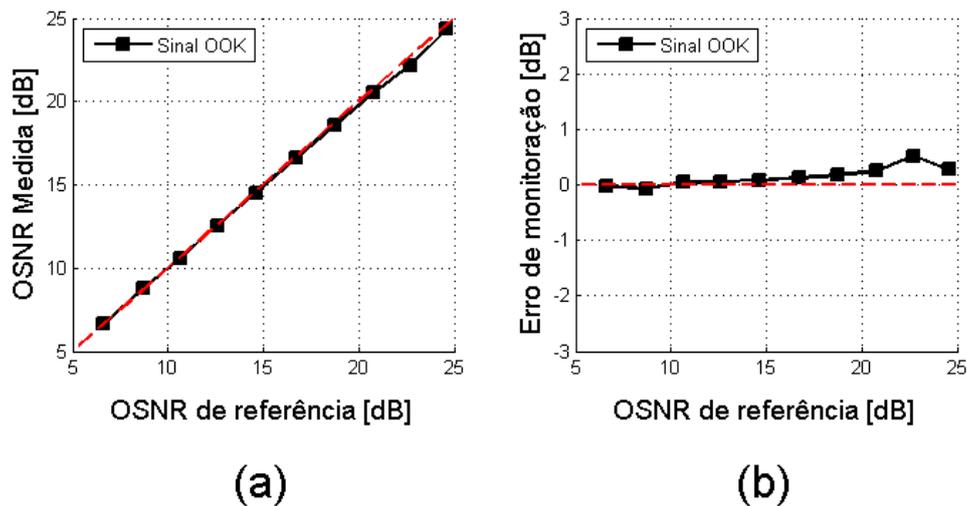


Figura 44 - Monitoração da OSNR obtida experimentalmente diante da influência de 750 ps/nm de CD para o sinal NRZ-OOK. (a) Resultados da monitoração; (b) erro de monitoração.

Experimentalmente o erro de estimação da OSNR foi menor que 1,0 dB, como observado pela Figura 44 (b) para a faixa de monitoração que se estende de 5 dB a 25 dB. Se considerarmos os erros de medições inerentes a um arranjo experimental, este resultado está de acordo com os obtidos em simulação, cujo erro de monitoração ficou abaixo de 0,5 dB.

#### 4.2.1.3 Influência da dispersão de modo de polarização

O efeito da dispersão de modo de polarização foi inserido ao sistema por meio de uma fibra definida por uma DGD de 45 ps da fabricante Phoenix Photonics, sendo precedida por um embaralhador de polarização programado para varrer os estados de polarização do sinal de entrada do sistema de monitoração a uma frequência de 7 kHz. Para uma potência de entrada

de -15 dBm foi mantida a calibração já realizada para as análises anteriores para este mesmo sinal. A Figura 45 apresenta o desempenho encontrado para esta condição.

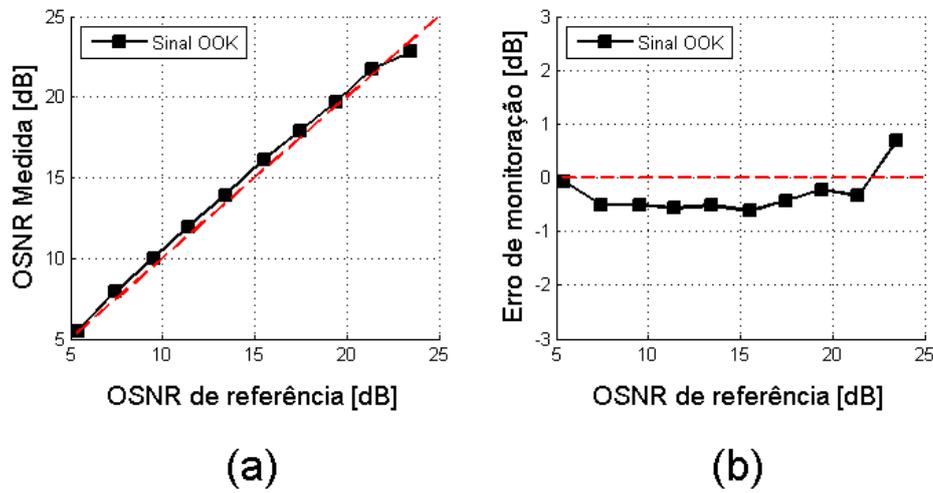


Figura 45 - Monitoração da OSNR obtida experimentalmente diante da influência de 45ps de DGD para o sinal NRZ-OOK. (a) Resultados da monitoração; (b) erro de monitoração.

O erro de estimação obtido experimentalmente é menor que 1,0 dB para a faixa de OSNR de 5 dB a 25 dB. Este desempenho é confirmado com os resultados obtidos em simulação para monitoração da OSNR na presença da dispersão de modo de polarização.

Em um enlace óptico a fibra sempre estará associada a um coeficiente de dispersão cromática e de dispersão de modo de polarização, por esta razão além da análise singular destes efeitos é relevante que o desempenho do método proposto para monitoração da OSNR seja observado diante da ação conjunta destes efeitos. Esta análise está apresentada na Figura 46, na qual o sinal OOK é analisado na presença de 45 ps de DGD e 750 ps/nm de CD.

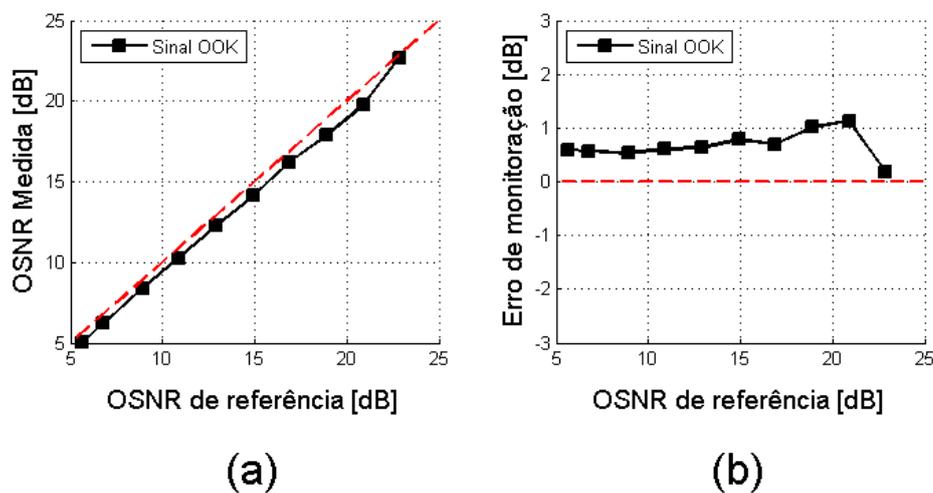


Figura 46 - Monitoração da OSNR obtida experimentalmente diante da influência de 750 ps/nm de CD e 45ps de DGD para o sinal NRZ-OOK. (a) Resultados da monitoração; (b) erro de monitoração.

A Figura 46 (b) indica que mesmo diante da ação em conjunta dos efeitos dispersivos analisados, o método proposto mantém sua qualidade, com um erro de monitoração menor que 1,5 dB.

## 4.2.2 Sinais modulados em duas polarizações

Sinais modulados a partir das duas componentes ortogonais da polarização do sinal óptico são, normalmente, sinais com formatos avançados de modulação, cuja taxa pode alcançar valores acima de 100 Gb/s. Para este tipo de sinal óptico o arranjo proposto para monitoração da OSNR só faz uso da diferença de coerência entre o sinal e o ruído amplificado de emissão espontânea, ASE.

Nesta seção dois sinais serão avaliados: NRZ-DP-QPSK à 112 Gb/s e NRZ-16-QAM à 224 Gb/s. Estes sinais foram avaliados diante do efeito da variação da potência de entrada, da dispersão cromática e dispersão de modo de polarização. Considerando os efeitos citados o desempenho experimental do método de monitoração de OSNR proposto está apresentado nos itens a seguir.

### 4.2.2.1 Influência da variação da potência de entrada

Os sinais NRZ-DP-QPSK e NRZ-16QAM foram analisados diante de três condições de potência de entrada: 5 dBm, -15 dBm e -25 dBm. O desempenho experimental da monitoração da OSNR foi comparado com o obtido em simulação e apresentados nas Figura 47 e Figura 48.

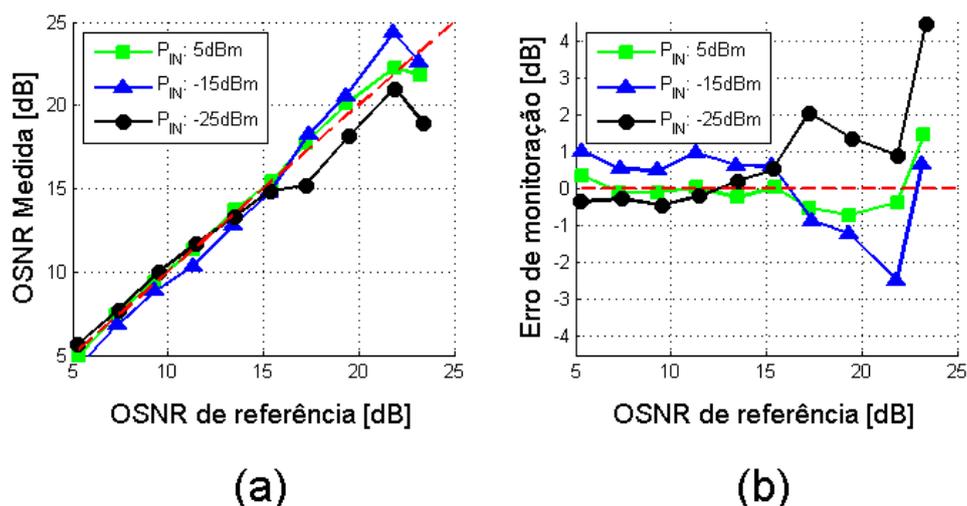


Figura 47 - Monitoração da OSNR obtida experimentalmente para o sinal NRZ-DP-QPSK à 112 Gb/s. (a) Resultados da monitoração; (b) erro de monitoração.

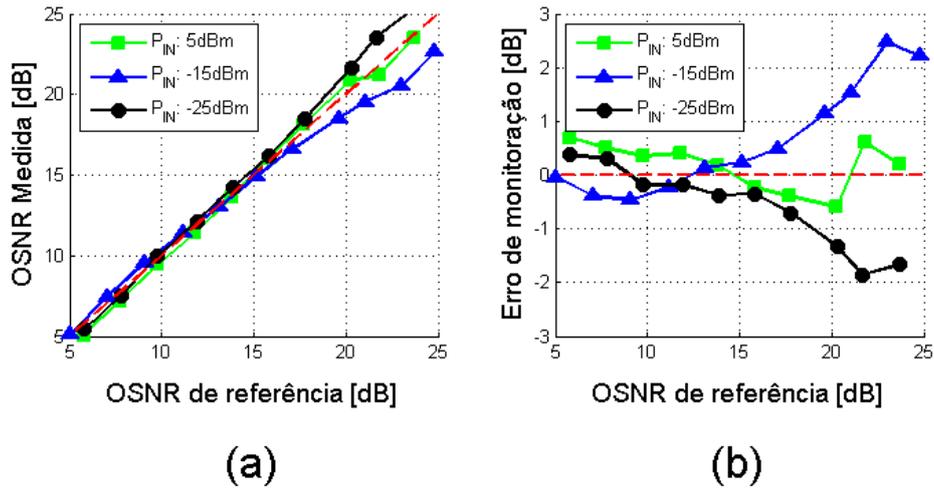


Figura 48 - Monitoração da OSNR obtida em simulação para o sinal NRZ-DP-16QAM à 224Gb/s. (a) Resultados da monitoração; (b) erro de monitoração.

Com uma potência de entrada de  $-15$  dBm a calibração foi realizada para as OSNRs de referência de  $5$  dB e  $25$  dB para os sinais NRZ-DP-QPSK e NRZ-16QAM, sendo o valor obtido para o parâmetro  $\gamma_N$  igual a  $0,5229$ , enquanto que  $\gamma_S$  foi, respectivamente, igual a  $0,7275$  e  $0,7200$ . Esta calibração será adotada para todas as análises que considerem os sinais em questão em quaisquer condições cujo filtro óptico utilizado se mantenha, uma vez que sua influência é determinante na calibração.

Para os dois sinais analisados a monitoração se valeu para todas as condições de potência de entrada analisadas, apesar de ser evidente que a falta de precisão na mediação de sinais de baixa potência reflete na perda de acurácia da monitoração. Para o sinal NRZ-DP-QPSK dentro da faixa de OSNR analisada para a potência de entrada de  $5$  dBm se manteve abaixo de  $1,5$  dB, contudo para o nível de potência de entrada de  $-15$  dBm esse erro aumentou para  $2,5$  dB e para  $-25$  dBm o erro aumentou para  $4,5$  dB. Para o sinal NRZ-16QAM as três condições de potência de entrada geraram as respectivas faixas de erro:  $1,0$  dB;  $2,5$  dB; e  $2,0$  dB. A partir destes resultados experimentais é possível confirmar a validade da simulação em que o efeito da potência de entrada foi analisado, pois em ambos os casos o desempenho da monitoração foi alcançado para uma mesma condição de calibração, o que justifica a comparação e comprova a validade do método proposto.

#### 4.2.2.2 Influência da dispersão cromática

Da mesma forma como realizado para o sinal NRZ-OOK, para os sinais modulados em ambas as polarizações foi utilizado um módulo de dispersão cromática de  $750$  ps/nm da fabricante TeraXion. Os valores de  $\gamma_N$  e  $\gamma_{NS}$  utilizados para calibrar o sistema foram mantidos os mesmos

das análises anteriores e o desempenho encontrado para uma potência de entrada de  $-15$  dBm está exposto na Figura 49.

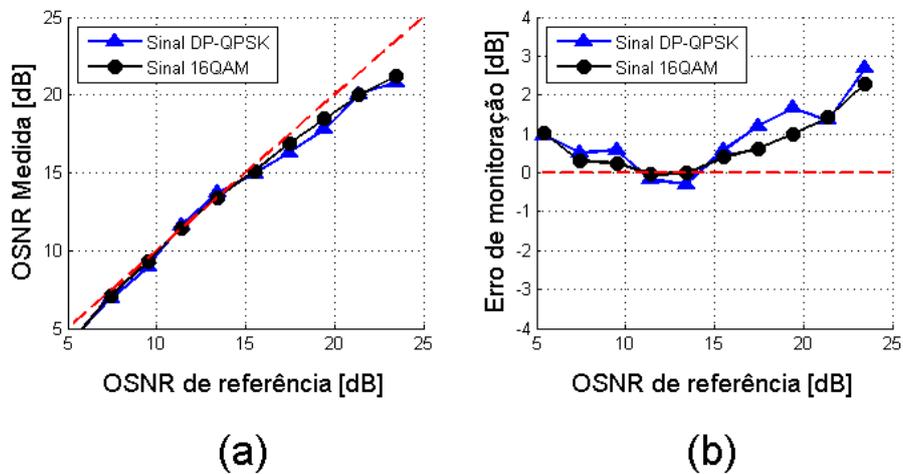


Figura 49 - Monitoração da OSNR obtida experimentalmente diante da influência de 750 ps/nm de CD para o sinal NRZ-DP-QPSK e NRZ-16QAM. (a) Resultados da monitoração; (b) erro de monitoração.

Como observado na Figura 49 (b), experimentalmente o erro de estimação da OSNR foi menor que 3,0 dB para a faixa de monitoração que se estende de 5 dB à 25 dB.

#### 4.2.2.3 Influência da dispersão de modo de polarização

A partir do conjunto formado por um embaralhador de polarização configurado para operar com uma frequência de 7 kHz e seguido por uma fibra com DGD definida em 45 ps o efeito da dispersão de modo de polarização foi analisado experimentalmente para sinais com polarizações multiplexadas. Foi mantida a calibração adotada nas condições anteriores e o desempenho da monitoração da OSNR nesta situação está apresentado na Figura 50.

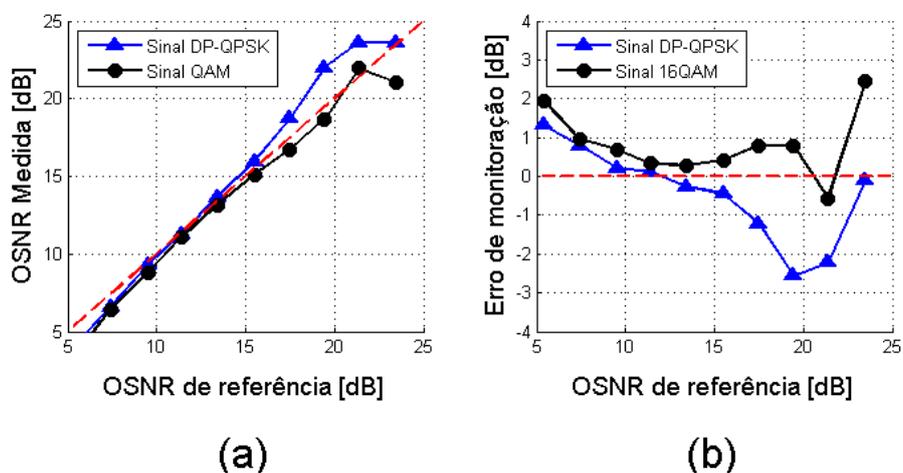


Figura 50 - Monitoração da OSNR obtida experimentalmente diante da influência de 45ps de DGD para o sinal NRZ-DP-QPSK e NRZ-16QAM. (a) Resultados da monitoração; (b) erro de monitoração.

O erro de estimação obtido experimentalmente é menor que 3,0 dB para a faixa de OSNR de 5 dB a 25 dB. A partir dos resultados postos em comparação com as simulações realizadas é possível confirmar a validade do método proposto diante da influência da dispersão de modo de polarização.

A fim de analisar a ação em conjunta do efeito da dispersão de modo de polarização com a dispersão cromática a Figura 51 apresenta o desempenho do método proposto para os sinais NRZ-DP-QPSK e NRZ-16QAM na presença de 45 ps de DGD e 750 ps/nm de CD.

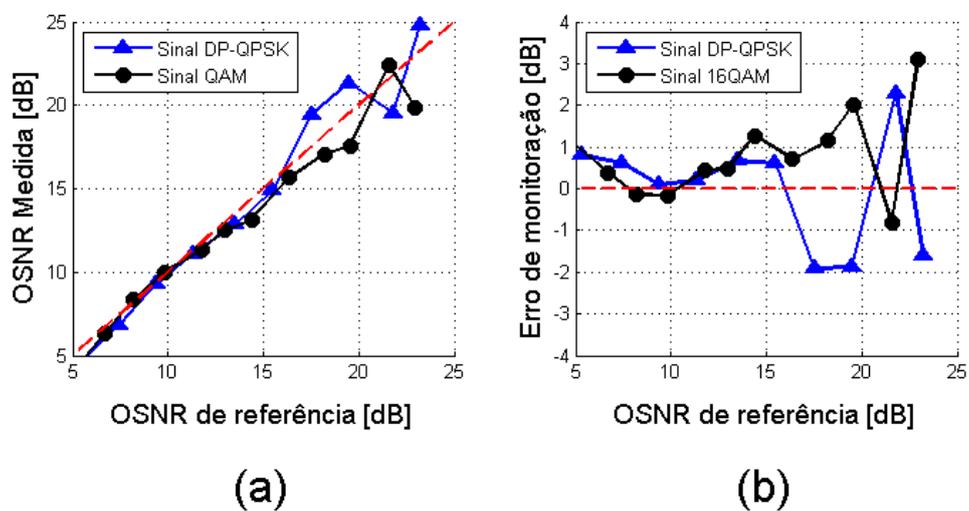


Figura 51 - Monitoração da OSNR obtida experimentalmente diante da influência de 750 ps/nm de CD e 45ps de DGD para o sinal NRZ-DP-QPSK e NRZ-16QAM. (a) Resultados da monitoração; (b) erro de monitoração.

A Figura 51 (b) indica que mesmo diante da ação em conjunta dos efeitos dispersivos analisados, o método proposto mantém sua validade para sinais com polarizações multiplexadas, com um erro de monitoração menor que 3,0 dB.

# 5

## CONCLUSÃO

Neste trabalho foi proposto um método de monitoração da performance de sistemas ópticos que atende aos requisitos de baixo custo e alta capacidade de integração aos sistemas legados e sua evolução. Este método é capaz de ser implementado por meio de um circuito de condicionamento de sinais de baixa frequência e tem seu funcionamento baseado em um interferômetro Mach Zehnder. Os resultados apresentados neste trabalho demonstram em simulação e experimentalmente a solução para um problema presente nas redes ópticas atuais, a monitoração da OSNR para sinais modulados a partir da multiplexação de suas polarizações. A validade deste método também se aplica para sinais codificados em apenas uma polarização e para quaisquer sinais sob a influência da perda dependente de polarização e de efeitos dispersivos tais como a dispersão cromática e dispersão de modo de polarização.

A contribuição deste trabalho está em propor o uso do componente PBS ao sistema de monitoração, o que proporciona um ganho na performance se comparado com o caso em que a ação do interferômetro não é analisada de forma distinta para cada componente ortogonal da polarização do sinal. Também é uma contribuição significativa a calibração proposta, pois de forma simples acrescenta um ganho na monitoração da performance da rede, sem que para isso comprometa a robustez do método interferométrico a efeitos dispersivos.

Apesar dos resultados apresentados neste trabalho confirmarem a validade do método proposto, a dependência do desempenho da monitoração às mudanças nas condições que definem a calibração é um ponto que merece atenção, pois a ação de mecanismos dinâmicos na rede podem requerer que a calibração seja refeita a fim de garantir a qualidade da monitoração. Neste sentido, a continuação deste trabalho contempla o estudo de métodos que diminuam a dependência da calibração na performance da monitoração, além da proposta de

implementação de parte da solução proposta em uma plataforma SOI para aumentar a capacidade de integração desta solução.

# REFERÊNCIAS

- [1] A. S. John Zyskind, *Optically Amplified WDM Networks*, Elsevier Academic Press, 2011.
- [2] J. C. R. F. d. Oliveira, V. V. d. Nascimento, G. C. Santos, C. Florida, J. C. S. S. Januario, E. C. Magalhães and G. C. C. P. Simões, "Redes ópticas dinâmicas e autoconfiguráveis," *Caderno CPqD de Tecnologia*, pp. 101-124, 2011.
- [3] I. Monroy, D. Zibar, N. Gonzalez and R. Borkowski, "Cognitive Heterogeneous Reconfigurable Optical Networks (CHRON) Enabling Technologies and Techniques," *Transparent Optical Networks (ICTON)*, pp. 1 - 4, 2011.
- [4] C.C.K.Chan, *Optical Performance Monitoring: advanced techniques for next-generation photonic networks*, Elsevier Academic Press, 2010.
- [5] G. P. Agrawal, *Fiber-Optic Communication Systems*, Wiley, 2010.
- [6] K. S. S. Rajiv Ramaswami, *Optical Networks: A Practical Perspective*, Elsevier, 2009.
- [7] I. E. C. (IEC), "Fibre optic communication system design guides - Calculation of link polarization mode dispersion," 2006.
- [8] C. Florida, "Tutorial de Fenômenos de Polarização em Fibras Ópticas (PDL e PMD)," Fapesp, 2009.
- [9] I. E. C. (IEC), "Fibre optic communication subsystem test procedures - Optical signal-to-noise ratio measurement for dense wavelength-division multiplexed systems," 2009.
- [10] Q. Sui, A. Lau and C. Lu, "OSNR Monitoring in the Presence of First-Order PMD Using Polarization Diversity and DSP," *Journal of Lightwave Technology*, pp. 2105 - 2114, 2010.
- [11] S. Haykin and M. Moher, *Communication Systems*, Wiley, 2009.
- [12] R. Hui and M. O'Sullivan, *Fiber optic measurement techniques*, Elsevier Academic Press, 2009.
- [13] J. Lee, O. Jung, C. Kim and Y. Chung, "OSNR Monitoring Technique Using Polarization-Nulling Method," *Photonics Technology Letters, IEEE*, pp. 88- 90 , 2001.
- [14] C. Florida and J. de Moraes, "Fast on-line OSNR measurements based on polarisation-nulling method with downhill simplex algorithm," *Electronics Letters*, pp. 926 - 927, 2008.
- [15] M.-H. Cheung, L.-K. Chen and a. C.-K. Chan, "PMD-Insensitive OSNR Monitoring Based on Polarization-Nulling With Off-Center Narrow-Band Filtering," *IEEE Photonics Technology Letters*, 2004.
- [16] V. V. Nascimento, J. C. S. S. Januário and J. C. R. F. d. Oliveira, "Análise de Influência do Ruído Térmico e Filtragem Elétrica em Técnicas de Monitoração de OSNR Digital," *Simpósio Brasileiro de Telecomunicações (SBRT)*, 2011.
- [17] J. C. S. S. Januário, H. S. Carvalho, J. R. F. Oliveira and J. C. R. F. d. Oliveira, "Non Coherent Experimental In-Band OSNR Monitoring using Cost-Effective DSP Technique Insensitive to

Polarization Effects," *Journal of Microwave, Optoelectronic and Electromagnetic Applications (JMoe)*, 2013.

- [18] K. Xu, Y. Chen, Z. Cheng, X. Chen and H. Tsang, "OSNR Measurements Using Silicon Grating Coupler and Integrated Photodiode," *Photonics Conference (IPC)*, pp. 711 - 712, 2012.
- [19] T. Saida, I. Ogawa, T. Mizuno, K. Sano, H. Fukuyama, Y. Muramoto, Y. Hashizume, H. Nosaka, S. Yamamoto and K. Murata, "In-band OSNR monitor with high-speed integrated Stokes polarimeter for polarization division multiplexed signal," *Optics Express*, pp. B165-B170, 2012.
- [20] T. Saida, I. Ogawa, T. Mizuno, K. Sano, H. Fukuyama, Y. Muramoto, Y. Hashizume, H. Nosaka and K. Murata, "In-band OSNR Monitor for DP-QPSK Signal with High-speed Integrated Stokes Polarimeter," *Optical Communications (ECOC)*, pp. 1 - 3, 2012.
- [21] F. Heismann, "Test and Measurement Challenges for 100G and Beyond Optical Communication Systems at 100Gbps and Beyond," JDSU, 2013.
- [22] W. Chen, R. Tucker, X. Yi, W. Shieh and J. Evans, "Optical Signal-to-Noise Ratio Monitoring Using Uncorrelated Beat Noise," *Photonics Technology Letters, IEEE*, pp. 2484 - 2486, 2005.
- [23] M. Bakaul, "Low-Cost PMD-Insensitive and Dispersion Tolerant In-Band OSNR Monitor Based on Uncorrelated Beat Noise Measurement," *Photonics Technology Letters, IEEE*, pp. 906 - 908, 2008.
- [24] D. S. D. and A. T. B., "In-band optical signal-to-noise monitoring technique using polarization diversity," *IEEE laser and electro-optics society*, 2005.
- [25] A. T. B., C. K., D. S. D. and B. M., "Robust, low cost, in-band optical signal to noise monitoring using polarization diversity," *Optical fiber communication conference*, 2007.
- [26] C. J. Youn, K. J. Park, L. J. H. and Y. C. Chung, "OSNR monitoring technique based on orthogonal delayed-homodyne method," *IEEE Photon Technol Lett*, 2002.
- [27] S. Shin, K. Park and Y. Chung, "A Novel Optical Signal-to-Noise Ratio Monitoring Technique for WDM Networks," *Optical Fiber Communication Conference*, pp. 182 - 184 vol.2, 2000.
- [28] A. E. Willner and B. Hoanca, "Fixed and tunable management of fiber chromatic dispersion," *Optical Fiber Telecommunications*, 2002.
- [29] H. Kogelnik, R. M. Jopson and L. E. Nelson, "Polarization mode dispersion," *Optical Fiber Telecommunications*, 2002.
- [30] H. Choi, K. Cho, H. Shim, Y. Wei and Y. Chung, "A Simple OSNR Monitoring Technique Based on RF Spectrum Analysis for PDM-QPSK Signals," *Opto-Electronics and Communications Conference (OECC)*, pp. 765 - 766, 2012.
- [31] C. Dorrer and X. Liu, "Noise Monitoring of Optical Signals Using RF Spectrum Analysis and Its Application to Phase-Shift-Keyed Signals," *Photonics Technology Letters, IEEE*, pp. 1781 - 1783, 2004.
- [32] J.-Y. Yang, L. Zhang, Y. Yue, V. R. Arbab, A. Agarwal, L. Paraschis and A. E. Willner, "Optical signal-to-noise ratio monitoring of an 80 Gbits/s polarization-multiplexed return-to-zero differential phase-shift keying channel," *Optics Letters*, pp. 1006-1008, 2009.

- [33] Z. Tao, Z. Chen, L. Fu, D. Wu and A. Xu, "Monitoring of OSNR by using a Mach–Zehnder interferometer," *Microwave and Optical Technology Letters*, p. 63–65, 2001.
- [34] Y. Lize, J.-Y. Yang, L. Christen, X. Wu, S. Nuccio, T. Wu, A. Willner, R. Kashyap and F. Seguin, "Simultaneous and Independent Monitoring of OSNR, Chromatic and Polarization Mode Dispersion for NRZ-OOK, DPSK and Duobinary," *Optical Fiber Communication and the National Fiber Optic Engineers Conference*, pp. 1- 3 , 2007.
- [35] X. Liu, Y.-H. Kao, S. Chandrasekhar, I. Kang, S. Cabot and L. Buhl, "OSNR Monitoring Method for OOK and DPSK Based on Optical Delay Interferometer," *Photonics Technology Letters, IEEE* , pp. 1172 - 1174 , 2007.
- [36] X. Liu and Y.-H. Kao, "A Simple OSNR Monitoring Technique Independent of PMD and Chromatic Dispersion Based on A 1-bit Delay Interferometer," *Optical Communications (ECOC)*, 2006.
- [37] J. Schröder, O. Brasier, T. D. Vo, M. A. F. Roelens, S. Frisken and B. J. Eggleton, "Simultaneous multi-channel OSNR monitoring with a wavelength selective switch," *Optics Express*, pp. 22299-22304, 2010.
- [38] J. Schroder, O. Brasier, J. Van Erps, M. Roelens, S. Frisken and B. Eggleton, "OSNR Monitoring of a 1.28 Tbaud Signal by Interferometry Inside a Wavelength-Selective Switch," *Journal of Lightwave Technology*, pp. 1542 - 1546 , 2011.
- [39] L. Jia, J. Song, T.-Y. Liow, M. Yu, G. Lo and D.-L. Kwong, "Integrated in-band optical signal-to-noise ratio monitor implemented on SOI platform," *Optical Fiber Communication Conference and Exposition (OFC/NFOEC)*, pp. 1-3, 2012.
- [40] E. Flood, W. H. Guo, D. Reid, M. Lynch, A. L. Bradley, L. P. Barry and J. F. Donegan, "In-band OSNR Monitoring Using a Pair of Michelson Fiber Interferometers," *Optics Express*, pp. 3618-3625, 2010.
- [41] J. M. Oh, M. Brodsky, L. E. Nelson, G. Cadena and M. D. Feuer, "Interferometric optical signal-to-noise ratio measurements of telecom signals with degraded extinction ratio," *Optics Letters*, pp. 2065-2067, 2008.
- [42] A. Kersey, M. Marrone and M. Davis, "Polarisation-insensitive fibre optic Michelson interferometer," *Electronics Letters*, pp. 518 - 520, 1991.
- [43] E. Flood, W. Guo, D. Reid, M. Lynch, A. Bradley, L. Barry and J. Donegan, "Interferometer Based In-Band OSNR Monitoring of Single and Dual Polarisation QPSK Signals," *Optical Communication (ECOC)*, pp. 1-3, 2010.
- [44] E. Flood, W.-H. Guo, J. Smyth, M. Lynch, A. Bradley, L. Barry and J. Donegan, "Dual Polarization Interferometric In-Band OSNR Measurement," *Photonics Technology Letters, IEEE*, pp. 873 - 875, 2012.
- [45] A. Almainan, M. R. Chitgarha, W. Daab, M. Ziyadi, A. M. Ariaei, S. Khaleghi, M. Willner, V. Vusirikala, W. Zhao, D. Kilper, L. Paraschis, A. Ahsan, M. Wang, K. Bergman, M. Tur and J. Touch, "Experimental Demonstration of Robustness and Accuracy of an MZI-based OSNR Monitor under Transmitter Drift and Reconfigurable Networking Conditions," *Optical Fiber Communication Conference*, 2014.