

OSMAR ALMEIDA LUZ NETO

**CARACTERIZAÇÃO SISTÊMICA DE
UM TRANSMISSOR INTEGRADO
DP-QPSK**

Trabalho de Conclusão de Curso
apresentado à Escola de Engenharia de São
Carlos, da Universidade de São Paulo

Curso de Engenharia de Computação

ORIENTADOR: Mônica de Lacerda
Rocha

São Carlos
2014

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

L979c Luz Neto, Osmar Almeida
Caracterização sistêmica de um transmissor
integrado DP-QPSK / Osmar Almeida Luz Neto; orientador
Mônica de Lacerda Rocha. São Carlos, 2014.

Monografia (Graduação em Engenharia de Computação)
-- Escola de Engenharia de São Carlos da Universidade
de São Paulo, 2014.

1. Transmisssão óptica. 2. Fotônica integrada. I.
Título.

FOLHA DE APROVAÇÃO

Nome: Osmar Almeida Luz Neto

Título: “Caracterização sistêmica de um transmissor DP-QPSK”

Trabalho de Conclusão de Curso defendido em 20 / 11 / 2014.

Comissão Julgadora:

Profª. Dra. Mônica de Lacerda Rocha
(Orientadora) - SEL/EESC/USP

Dra. Mariana Massimino Feres
SEL/EESC/USP

Mestre Rafael Jales Lima Ferreira
Doutorando - SEL/EESC/USP

Resultado:

Aprovada

APROVADO

APROVADO

Coordenador do Curso Interunidades - Engenharia de Computação:

Prof. Associado Evandro Luís Linhari Rodrigues

Agradecimentos

À minha orientadora, Profa. Dra. Mônica de Lacerda Rocha, pela ajuda na realização deste trabalho e imensa paciência com todas as alterações realizadas no plano de projeto.

Ao meu supervisor de estágio na BrPhotonics/CPqD, Luís Henrique Hecker de Carvalho, pelo convívio, pelo conhecimento compartilhado e por toda a ajuda com a realização dos testes que deram origem a essa monografia.

Ao CPqD e a BrPhotonics, por gentilmente disponibilizarem os resultados para que pudessem ser apresentados neste trabalho.

Resumo

Nos últimos anos, o aumento da demanda por largura de banda dos sistemas de telecomunicações motivou a busca do desenvolvimento de técnicas de transmissão mais eficientes. Isso fez com que as tecnologias evoluíssem de esquemas de modulação em intensidade e uso detecção direta e para esquemas mais complexos, que codificam a informação não somente na amplitude dos sinais como também na fase e polarização e requerem uso de detecção coerente.

Em função do desenvolvimento dessas novas tecnologias nos transmissores ópticos houve um aumento considerável no número de componentes necessário para dar suporte a elevação das taxas de transmissão. Esse aumento de complexidade na construção dos transmissores tem motivado um esforço recente pela integração cada vez maior dos componentes de transmissão e recepção óptica.

Nesse contexto, este trabalho busca avaliar o desempenho sistêmico de um transmissor óptico integrado DP-QPSK. Essa análise sistêmica faz parte de um projeto maior, conduzido pela BrPhotonics juntamente com o CPqD, que tem como objetivo desenvolver um módulo de transmissão e recepção óptica com fator de forma CFP2. Sendo assim, os testes que serão apresentados integram a caracterização de vários aspectos do funcionamento do transmissor, como tolerância à relação sinal-ruído óptica, investigação da perda dependente de polarização, verificação da sensibilidade requerida para operação, análise da operação em termos de faixa de comprimento de onda do laser integrado ao transmissor, obtenção das potências de saída de operação do transmissor em dois cenários (sinal óptico modulado e sem modulação), tolerância do sinal gerados pelo transmissor à filtragem óptica e, por fim, análises de estabilidade da operação do laser e do desempenho do sinal modulado gerado. Esse conjunto de testes pode ser encarado como uma versão preliminar do *datasheet* do elemento de transmissão óptica que integrará o produto futuramente.

Palavras-chave: transmissão óptica, fotônica integrada.

Abstract

In the last years, the increase in demand for bandwidth of telecommunication systems motivated the development of more efficient transmission techniques. This development made the technologies evolve from intensity modulation schemes and the use of direct detection to more complex schemes, which code the information not only in the amplitude of the signals but also in the phase and polarization and require the use of coherent detection.

Because of the development of these new optical transmitter technologies, there was a considerable increase in the number of necessary components to support the raise in transmission rates. This increased complexity of transmitters has motivated a recent effort for achieving higher levels of component integration in the optical transmitter and receiver.

In this context, this work aims to evaluate the systemic performance of a DP-QPSK optical integrated transmitter. This systemic analysis is part of a larger project, conducted by BrPhotonics and CPqD, which aims to develop a transmitter/receiver module with CFP2 form factor. Therefore, the tests that will be presented integrate the characterization of several aspects of transmitter operation, like OSNR tolerance, investigation of the polarization dependent loss, checking the sensibility required for operation, analysis of the wavelength range of the laser integrated in the transmitter, obtaining the output power of the transmitter operating in two different scenarios (optical modulated signal and without modulation), tolerance of the signal generated by the transmitter to optical filtering and analysis of the laser operation stability and signal performance stability. The results of this set of tests can be faced as a preliminary version datasheet of the optical transmission element that will integrate the product in the future.

Keywords: optical transmission, photonic integration.

Sumário

INTRODUÇÃO.....	1
1. TRANSMISSÃO E RECEPÇÃO ÓPTICA COERENTES	4
1.1. TRANSMISSOR	6
1.1.1. Lasers	6
1.1.2. Moduladores ópticos.....	7
1.1.2.1. Modulador de fase.....	7
1.1.2.2. Modulador Mach-Zehnder	8
1.1.2.3. Modulador em fase e em quadratura.....	11
1.1.2.4. Modulador com multiplexação de polarização	12
1.2. RECEPTOR.....	13
1.2.1. Princípio da detecção coerente	13
1.2.2. Detecção de sinais modulados em fase e quadratura.....	14
1.2.3. Detecção de sinais com multiplexação de polarização	16
1.2.4. Processamento digital de sinais	16
2. FOTÔNICA INTEGRADA E MÓDULO ÓPTICO COERENTE CFP2	18
3. ANÁLISE DE RESULTADOS: CARACTERIZAÇÃO SISTÊMICA DE UM TRANSMISSOR ÓPTICO INTEGRADO DP-QPSK 112 Gb/s	22
3.1. TESTES EXPERIMENTAIS	22
3.1.1. Tolerância à relação sinal-ruído óptica (OSNR – <i>optical signal-to-noise ratio</i>)	22
3.1.2. Perda dependente da polarização (PDL – <i>polarization dependent loss</i>) ..	27
3.1.3. Sensibilidade.....	28
3.1.4. Faixa de comprimento de onda de operação do laser	31
3.1.5. Potência de saída.....	32
3.1.5.1. Sinal modulado	32
3.1.5.2. Sinal sem modulação	33
3.1.6. Filtragem óptica	33
3.1.7. Estabilidade.....	35
3.1.7.1. Estabilidade de potência	36
3.1.7.2. Estabilidade de performance	36
4. CONCLUSÃO.....	38

Lista de Figuras

Figura 1: Exemplo básico de um sistema de comunicação coerente.....	4
Figura 2: Representações de sinais em sistemas de comunicações: (a) diagrama de constelação, (b) sequência de pulsos do sinal transmitido, e (c) espectro do sinal modulado.....	5
Figura 3: Modulador de fase.....	8
Figura 4: Modulador Mach-Zehnder.....	8
Figura 5: Resposta normalizada de saída de um MZM na configuração <i>push-pull</i> para o campo elétrico e a potência, considerando-se diferentes pontos de operação: (a) quadratura e (b) mínima transmitância.....	10
Figura 6: Modulação OOK: (a) estrutura do transmissor, (b) resposta da operação do MZM e (c) diagrama de constelação para o tipo de modulação.....	10
Figura 7: Modulador óptico de fase e quadratura.....	11
Figura 8: Modulação QPSK: (a) estrutura do transmissor, (b) operação do MZM de um dos braços do IQM, com geração de sinal BPSK, e (c) diagrama de constelação QPSK.....	12
Figura 9: Modulador óptico com multiplexação de polarização.....	13
Figura 10: Princípio da detecção coerente.....	13
Figura 11: Detecção coerente de sinais modulados em fase e em quadratura.....	15
Figura 12: Detecção coerente de sinais modulados em fase e em quadratura.....	16
Figura 13: Transmissor óptico integrado DP-QPSK.....	19
Figura 14: Elementos contidos no elemento de transmissão segundo a recomendação da OIF.....	20
Figura 15: Elementos contidos no elemento de recepção segundo a recomendação da OIF.....	20
Figura 16: Esquemático do módulo transmissor/receptor CFP2.....	21
Figura 17: <i>Setup</i> experimental utilizado no teste de tolerância a OSNR.....	22
Figura 18: BER medida para a polarização X em função da OSNR.....	23
Figura 19: BER medida para a polarização Y em função da OSNR.....	24
Figura 20: BER total em função da OSNR.....	25
Figura 21: BER medida para a polarização X, polarização Y e BER total em função da OSNR. As curvas representam o ajuste feito para cada medida de BER mostrada.....	25
Figura 22: Comparação entre o resultado obtido para o TOSA, o resultado teórico esperado para um sinal DP-QPSK a 112 Gb/s e o resultado para um modulador LiNbO ₃ encapsulado.....	26
Figura 23: <i>Setup</i> experimental utilizado no teste de perda dependente da polarização.....	27
Figura 24: <i>Setup</i> experimental utilizado no teste de sensibilidade.....	28
Figura 25: BER medida para a polarização X em função da potência do sinal no receptor.....	29
Figura 26: BER medida para a polarização Y em função da potência do sinal no receptor.....	29
Figura 27: BER total em função da potência do sinal no receptor.....	30
Figura 28: BER medida para a polarização X, polarização Y e BER total em função da potência do sinal no receptor. As curvas representam o ajuste feito para cada medida de BER mostrada.....	31
Figura 29: <i>Setup</i> experimental utilizado no teste de faixa de comprimento de onda.....	32
Figura 30: Potência do laser analisada para diferentes comprimentos de onda de operação.....	32

Figura 31: <i>Setup</i> experimental utilizado no teste de potência de saída modulada.....	33
Figura 32: <i>Setup</i> experimental utilizado no teste de potência de saída sem modulação.....	33
Figura 33: <i>Setup</i> experimental utilizado no teste de filtragem óptica.....	34
Figura 34: Fator Q do sinal recebido como função da largura de banda do filtro óptico.....	34
Figura 35: Penalidade introduzida pelo processo de filtragem óptica considerando a largura de banda do filtro a 50 GHz como valor de referência.....	35
Figura 36: <i>Setup</i> experimental utilizado no teste de estabilidade.....	35
Figura 37: Potência do sinal modulado em função do comprimento de onda.....	36
Figura 38: BER total do sinal processado na recepção em função do tempo.....	37

Lista de Tabelas

Tabela 1: Mínima OSNR requerida para a operação do sistema sem a ocorrência de erros.....	26
Tabela 2: Mínima OSNR requerida para a operação do sistema sem a ocorrência de erros e penalidade em comparação com a curva teórica.....	27
Tabela 3: Leituras de potência usadas para estimar a PDL para o sinal sem modulação utilizando o controle manual do ponto de operação do modulador.....	28
Tabela 4: Mínima potência de sinal na recepção requerida para a operação do sistema sem a ocorrência de erros.....	31
Tabela 5: Penalidade introduzida pelo processo de filtragem óptica considerando a largura de banda do filtro a 50 GHz como valor de referência.....	35

Lista de Siglas

ADC	Conversor analógico-digital
ASE	Emissão espontânea amplificada
BER	Taxa de erro de bits
BPSK	Chaveamento binário de fase
CD	Dispersão cromática
CFP	<i>C-Form Factor Pluggable</i>
CFP2	<i>C-Form Factor Pluggable 2</i>
CW	Onda contínua
DC	Corrente direta
DP	Dupla polarização
DP-QPSK	Chaveamento de fase em quadratura em dupla polarização
DSP	Processamento digital de sinais
EDFA	Amplificador a fibra dopada com érbio
FEC	Código corretor de erro
GaAs	Arsenieto de gálio
HDTV	Televisão de alta definição
ICR	Receptor coerente integrado
InP	Fosfato de índio
IQ	Em fase e em quadratura
IQM	Modulador em fase e em quadratura
LiNbO ₃	Niobato de lítio
LO	Oscilador local
MZM	Modulador Mach-Zehnder
OIF	Optical internetworking forum
OOK	Chaveamento liga-desliga
OP	Ponto de operação
OSA	Analisador de espectro óptico
OSNR	Relação sinal-ruído óptica
PBC	Combinador de polarização
PBS	Divisor de polarização
PDM	Modulador com multiplexação de polarização
PM	Modulador de fase
POF	Filtro óptico programável
PRBS	Sequência pseudoaleatória de bits
QAM	Modulação de amplitude em quadratura
QPSK	Chaveamento de fase em quadratura
ROSA	Sub-montagem de recepção óptica
Si	Silício
TEC	Refrigerador termo-elétrico
TFPS	Polímero de filme fino sobre silício
TIA	Amplificador de transimpedância
TOSA	Sub-montagem de transmissão óptica
VOA	Atenuador óptico variável
VoD	Vídeo sob demanda
VoIP	Voz sobre o protocolo internet
WDM	Multiplexação por divisão em comprimento de onda

INTRODUÇÃO

Diversos serviços oferecidos atualmente pelas operadoras de telecomunicações, que surgiram como resultado da popularização da internet ao longo dos últimos 20 anos, tais como voz sobre o protocolo internet (VoIP – *voice over internet protocol*), televisão de alta definição (HDTV – *high definition television*) e vídeo sob demanda (VoD – *video on demand*), entre outros, são responsáveis pelo crescente aumento da demanda por largura de banda nos sistemas de telecomunicações. O uso de taxas de transmissão cada vez mais altas tornou-se, dessa forma, a solução imediata para suprir tais necessidades [1] [10].

Para que taxas de transmissão cada vez mais elevadas pudessem ser alcançadas, os sistemas de transmissão óptica passaram por uma evolução em diversas áreas. Em sua primeira geração, por volta do início dos anos 80, sistemas operando em comprimentos de onda de 0,8 μm , com taxas de transmissão de 45 Mb/s e distância entre repetidores de 10 km, estavam comercialmente disponíveis. A segunda geração foi marcada por sistemas comerciais que operavam na região de 1,3 μm , onde a dispersão cromática (CD – *chromatic dispersion*) é mínima na fibra óptica, a taxas de 1,7 Gb/s e espaçamento entre repetidores de 50 km, e se estabeleceu a partir de 1987. A terceira geração dos sistemas ópticos, comercialmente disponível no início dos anos 90, operava na faixa de mínima atenuação da fibra (1,5 μm – 1,6 μm), com taxas de 10 Gb/s e distância entre repetidores de até 70 km. Nesses sistemas, a solução para se alcançar transmissões de longas distâncias era empregar repetidores optoeletrônicos de sinal ao longo dos enlaces. Os repetidores realizavam a detecção e a regeneração do sinal óptico degradado por meio de conversão óptica-elétrica-óptica, permitindo a propagação do sinal por um novo enlace de fibra óptica. No entanto, os repetidores optoeletrônicos eram elementos caros que permitiam a recuperação de apenas um sinal por vez. Além disso, eram dependentes do formato de modulação e da taxa de transmissão dos sinais que recuperavam, de forma que a substituição de todos os repetidores do sistema era necessária quando algum desses parâmetros fosse alterado.

A quarta geração dos sistemas ópticos foi impulsionada pelo advento do amplificador óptico a fibra dopada com érbio (EDFA – *erbium-doped fiber amplifier*), que proporciona ganho óptico na região de 1550 nm. Em função de sua ampla largura de banda e de sua insensibilidade à taxa de transmissão e ao formato de modulação dos sinais que amplifica, o EDFA permitiu o emprego da técnica de multiplexação por divisão em comprimento de onda (WDM – *wavelength division multiplexing*). Isso revolucionou os sistemas de comunicação como um todo, uma vez que a capacidade dos sistemas ópticos poderia ser agora ampliada com o aumento no número de canais propagados na fibra. Assim, um único amplificador permite a amplificação simultânea e transparente de vários canais em um sistema WDM, eliminando a necessidade do uso de repetidores, reduzindo os custos do sistema e aumentando as distâncias de transmissão [2] [10].

Dentro desse cenário, a evolução das tecnologias utilizadas nos transmissores ópticos produziu contribuição significativa para que as taxas de transmissão elevadas pudessem ser alcançadas.

Os primeiros sistemas de transmissão óptica WDM empregavam transmissores ópticos que utilizavam modulação em intensidade, em um esquema digital do tipo liga-desliga (OOK – *on-off keying*) em que o *bit* “1” era representado pela presença de luz e o *bit* “0” representado pela ausência de luz (ou vice-versa). Em virtude do formato de modulação utilizado na transmissão ser baseado somente na modulação da intensidade, a detecção do sinal não exigia grande complexidade por parte dos receptores, permitindo que a informação fosse recuperada basicamente com o uso de um fotodetector, em um esquema de detecção direta. A implementação de transmissores ópticos com características desse tipo trazia, porém, uma desvantagem: as taxas alcançadas eram de no máximo 10 Gb/s. Diante dessa limitação, a tecnologia utilizada nos transmissores ópticos passou a empregar abordagens que permitissem o aumento das taxas de transmissão a 100 Gb/s e além.

Alguns sistemas de transmissão a 100 Gb/s empregam transmissores ópticos que utilizam modulação por chaveamento de fase em quadratura em dupla polarização (DP-QPSK – *dual-polarization quadrature phase shift keying*) e requerem uma estrutura de recepção baseada em detecção coerente. Na detecção coerente, o sinal óptico recebido é combinado com o de um laser oscilador local (LO – *local oscillator*) e toda a informação contida no sinal recebido (amplitude, fase e polarização) é convertida para o domínio elétrico, sendo, em seguida, digitalizada. O sinal amostrado é tratado por algoritmos de processamento digital de sinais (DSP – *digital signal processing*), que compensam os efeitos de transmissão impostos ao canal e realizam a coerência no domínio digital. A realização desses sistemas representou uma mudança de paradigma das tecnologias de transmissão óptica. Atualmente, a tecnologia de transmissão coerente a 100 Gb/s está bem estabelecida e a tendência de mercado é que esses sistemas ultrapassem o volume dos sistemas legados a 10 Gb/s nos próximos anos [3] [10].

Em função do desenvolvimento das novas tecnologias nos transmissores ópticos houve um aumento considerável no número de componentes necessário para dar suporte a elevação da capacidade para 100 Gb/s. Esse aumento de complexidade na construção dos transmissores produziu um impacto negativo bastante significativo sobre confiabilidade, consumo de potência, espaço e necessidade de refrigeração, levando, como consequência, a maiores custos e um grau mais baixo de escalabilidade [4]. Dessa forma, passou a existir um esforço grande da indústria e da academia na busca por soluções.

Atualmente, a aplicação de técnicas da área de fotônica integrada, como a integração híbrida e monolítica, e a padronização pela indústria do fator de forma e da estrutura a ser utilizada nos módulos que integram transmissores e receptores têm sido alternativas que propõem a miniaturização como ponto central da solução dos problemas que surgiram com o aumento da

complexidade dos elementos transmissores/receptores. Os módulos disponíveis no mercado progrediram dos tamanhos 5" x 7" e 4" x 5" até os fatores de forma cuja padronização foi estabelecida pelo *Optical Internetworking Forum* (OIF), como o CFP (*C-Form Factor Pluggable*) e o CFP2 (*C-Form Factor Pluggable 2*).

A padronização da estrutura de transmissão, de recepção, dos componentes e da mecânica dos módulos ópticos a 100 Gb/s, usando o fator de forma CFP2, foi concluída em 2010 pelo OIF [5], com o objetivo de estimular o desenvolvimento da tecnologia pela indústria, de aumentar o volume de fabricação e de reduzir custos.

Nessa padronização, o fator de forma CFP2 é estabelecido como um módulo que contém todas as funções de conversão eletro-óptica e opto-eletrônica necessárias para tratamento de um sinal DP-QPSK de forma bidirecional, o que significa integrar uma sub-montagem de transmissão óptica (TOSA – *transmitter optical sub-assembly*) e uma sub-montagem de recepção óptica (ROSA – *receiver optical sub-assembly*), bem como diversos outros elementos essenciais para realizar a transmissão e recepção do sinal pelo módulo.

Considerando todos os aspectos do desenvolvimento da tecnologia de transmissão óptica citados, esta monografia tem como objetivo apresentar a caracterização sistêmica completa de um transmissor óptico integrado DP-QPSK, desenvolvido como parte de um projeto que tem como objetivo construir um módulo de transmissão e recepção óptica que siga as diretrizes do fator de forma CFP2. Essa caracterização sistêmica serviu para construir uma versão preliminar do *datasheet* do elemento de transmissão óptica que integrará o produto futuramente.

Em relação a estrutura, a monografia apresenta, no primeiro capítulo, uma explicação detalhada da base teórica e dos componentes envolvidos com a realização da transmissão e recepção óptica coerentes. No segundo capítulo são apresentados alguns conceitos associados à integração fotônica e ainda detalhes das características de um módulo óptico coerente CFP2. No terceiro capítulo são apresentados os procedimentos utilizados para a realização dos experimentos bem como os resultados obtidos e as conclusões. Por fim, no quarto capítulo são apresentadas as considerações finais sobre o trabalho desenvolvido.

1. TRANSMISSÃO E RECEPÇÃO ÓPTICA COERENTES

Em sistemas de comunicações ópticas coerente, o transmissor, normalmente composto por uma fonte de luz e um modulador óptico, é responsável pela conversão da informação em banda base para o domínio óptico em frequências na faixa de várias dezenas de THz. O canal de comunicações é composto pela fibra óptica, o meio de propagação, e por amplificadores ópticos, responsáveis pela regeneração do nível de potência do sinal no domínio óptico. O receptor, por sua vez, é composto por fotodetectores, responsáveis pela conversão do sinal recebido nas altas frequências do domínio óptico para a banda base no domínio elétrico [10].

Neste capítulo, serão apresentados e descritos os componentes que fazem parte dos transmissores e receptores ópticos usados nos sistemas atuais de comunicações ópticas coerentes.

O diagrama de blocos básico de um sistema de comunicações coerente é ilustrado na Figura 1. O sistema apresentado é composto por um transmissor, um canal de comunicações e um receptor.

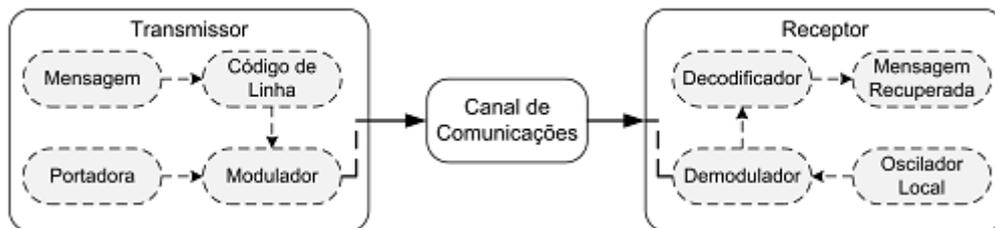


Figura 1: Exemplo básico de um sistema de comunicação coerente [10].

No transmissor, a mensagem, após digitalização, é representada no domínio elétrico por um código de linha, que também define o formato do pulso enviado ao modulador. A portadora é usada para transladar o espectro do sinal mensagem para uma frequência maior, onde é possível a propagação do sinal modulado pelo canal de comunicação. O sinal modulado é representado por [6]:

$$s(t) = \text{Re}\{m(t) \cdot p(t)\}, \quad (1)$$

onde $p(t)$ representa a portadora e $m(t)$ é o sinal mensagem em banda base. O sinal mensagem e a portadora são dados por:

$$m(t) = \sum a_k e^{j\varphi_k} f(t - kT_s), \quad (2)$$

$$p(t) = \sqrt{P_c} e^{j\omega_c t}, \quad (3)$$

onde $f(t)$ é o pulso base correspondente ao código de linha utilizado, T_s é o período de símbolo, $a_k \cdot e^{j\varphi_k}$ é a representação complexa do símbolo, $\sqrt{P_c}$ é a potência normalizada da portadora e ω_c é a frequência angular da portadora.

Os sinais transmitidos em sistemas de comunicações que empregam modulação digital podem ser representados de diversas maneiras. Algumas dessas representações, como o diagrama de constelação, a sequência de pulsos no domínio do tempo e o espectro do sinal modulado no domínio da frequência, são ilustradas na Figura 2.

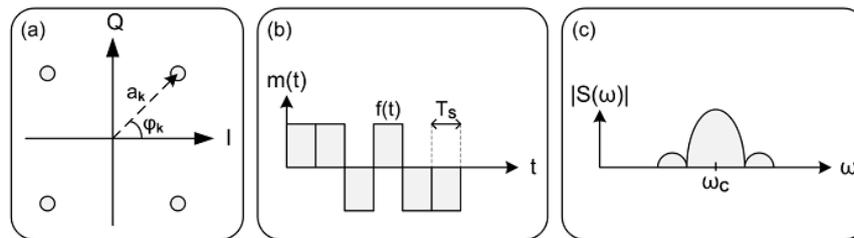


Figura 2: Representações de sinais em sistemas de comunicações: (a) diagrama de constelação, (b) sequência de pulsos do sinal transmitido, e (c) espectro do sinal modulado

Após a geração do sinal no transmissor, o sinal é enviado ao canal de comunicações para propagação. Normalmente, o canal de comunicações insere diversos efeitos degradantes no sinal transmitido, tais como atenuação, ruído, dispersão e filtragem passa-faixa. Após a propagação no canal de comunicações, o sinal chega ao receptor [10].

Na recepção, existem três técnicas para o sinal óptico em sistemas de comunicação coerentes: homódina, heteródina e intradina.

No caso de recepção homódina, o oscilador local deve possuir a mesma frequência da portadora e a diferença de fase entre esses sinais deve ser mantida em zero. O sinal recebido e o LO são combinados no demodulador, que desloca o sinal recebido para a banda base. Esse tipo de recepção apresenta maior sensibilidade quando comparada com as outras duas técnicas, porém a exigência da diferença de fase nula entre oscilador local e portadora introduz maior complexidade na estrutura do receptor.

Já na recepção heteródina, o oscilador local opera em uma frequência diferente da frequência da portadora. Nessa técnica, a demodulação ocorre em duas etapas; primeiramente, o sinal recebido e o LO são combinados de modo a converter a portadora para uma frequência intermediária e, em seguida, dessa frequência o sinal recebido é demodulado para a banda base. Receptores que utilizam essa técnica apresentam menor complexidade em comparação com os que implementam a técnica de recepção homódina, entretanto exibem menor sensibilidade e exigem componentes que operem em maior largura de banda.

Na recepção intradina, a frequência do sinal recebido e do oscilador local não são exatamente iguais, porém, muito próximas. Nesse caso, a coerência entre LO e o sinal recebido é obtida no domínio digital por meio do uso de um DSP, que também pode integrar outras possíveis funcionalidades, como a equalização do sinal, a recuperação de estados de polarização e a compensação dos efeitos dispersivos impostos pelo canal de comunicações.

A tendência atual dos sistemas de comunicações ópticas coerentes é o emprego da detecção coerente intradina em conjunto com um DSP. Detalhes da operação com o uso desse tipo de detecção serão apresentados na seção 1.2.

Para todas as técnicas apresentadas, um circuito de decodificação é usado para processar o sinal em banda base e recuperar a mensagem transmitida.

1.1. TRANSMISSOR

Os transmissores ópticos são dispositivos responsáveis pela conversão da informação no domínio elétrico digital em portadoras moduladas no domínio óptico. Em transmissores para sistemas ópticos coerentes, os principais componentes são os lasers e os moduladores ópticos.

Os transmissores ópticos em sistemas coerentes empregam modulação digital em amplitude e fase, além de realizar a multiplexação de sinais em polarização. Dessa forma, é possível atingir altos valores de taxa de transmissão e de eficiência espectral.

1.1.1. Lasers

A portadora ideal para a transmissão óptica é obtida de uma fonte de onda contínua (CW – continuous wave) de amplitude e fase constantes. O campo elétrico normalizado de uma portadora óptica ideal pode ser expresso pela notação complexa [7]:

$$\mathbf{E}_{cw}(t) = \sqrt{P_s} \cdot e^{j(\omega_s t + \varphi_s)} \cdot \mathbf{e}_s, \quad (4)$$

onde P_s representa a potência média normalizada, ω_s é a frequência angular da portadora óptica, φ_s é a fase inicial e \mathbf{e}_s o vetor unitário que indica a direção de polarização da portadora.

No entanto, devido à flutuações de ruído sobre a intensidade e a fase do laser, a geração de uma portadora ideal não é possível na prática. A fonte de luz mais comum em transmissores ópticos é o laser semiconductor. A emissão de luz nos lasers a semiconductor é um processo de amplificação óptica baseado na emissão estimulada de fótons. Esse processo resulta em um alto grau de coerência da luz emitida, ou seja, grande parte dos fótons gerados possuem mesma fase, frequência e polarização. Além disso, estruturas especiais de cavidades podem ser usadas para a realização de lasers com larguras de linha estreitas e, conseqüentemente, ruído de fase reduzido. Assim, essas especificações, aliadas a uma alta potência de saída e tamanho reduzido, justificam

esse tipo de laser como a melhor opção de fonte para os transmissores ópticos, especialmente quando esses últimos operam em altas taxas de transmissão.

Contudo, o processo de emissão de luz nos lasers não é composto apenas pela emissão estimulada. A principal contribuição de ruído inserida no processo é proveniente da emissão espontânea de fótons, e pode ser dividida em duas componentes, uma de amplitude e outra de fase. Dessa maneira, o campo elétrico normalizado de um laser, considerando as duas componentes de ruído como contribuições que causam perturbações aleatórias em torno do ponto de operação estacionário, pode ser reescrito como:

$$E_{cw}(t) = \sqrt{P_s + \delta P(t)} \cdot e^{j(\omega_s t + \varphi_s + \varphi_{ns}(t))} \cdot \mathbf{e}_s, \quad (5)$$

onde $\delta P(t)$ representa a flutuação normalizada de potência, que leva a contribuição do ruído de intensidade, e $\varphi_{ns}(t)$ é o ruído de fase. Ambas as componentes de ruído induzidas pela emissão espontânea de fótons no processo de emissão de luz nos lasers e podem ser fatores limitantes no desempenho do sistema. Informações detalhadas sobre lasers de transmissão óptica e suas características podem ser encontradas em [7].

1.1.2. Moduladores ópticos

Além dos lasers, os transmissores ópticos de altas taxas de transmissão também possuem moduladores externos em sua composição. A função dos moduladores nos sistemas de comunicações ópticas é modular a portadora óptica com a informação proveniente de um sinal elétrico mensagem.

Diferentes estruturas de moduladores ópticos podem ser usadas para aplicações distintas, sendo as principais: o modulador de fase (PM – phase modulator), o modulador Mach-Zehnder (MZM – Mach-Zehnder modulator), o modulador de fase e quadratura (IQM – in-phase and quadrature modulator) e o modulador com multiplexação de polarização (PDM – polarization diversity modulator).

1.1.2.1. Modulador de fase

Um modulador de fase é composto por um guia de onda contido em um substrato eletro-óptico. A Figura 3 ilustra o diagrama esquemático de um modulador de fase. Sabe-se que, pelo efeito de Pockels [2], existe uma variação linear do índice de refração do guia de onda quando uma tensão externa $u(t)$ é aplicada ao mesmo. Dessa maneira, é possível modular a fase do campo elétrico da portadora óptica de entrada (E_{in}) na região envolvida pelo eletrodo.

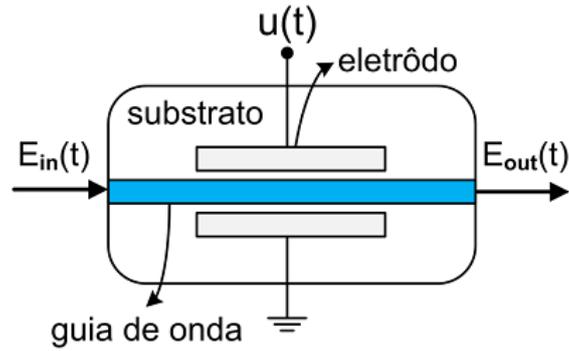


Figura 3: Modulador de fase.

Nas especificações de um modulador de fase, existe um valor de tensão aplicada necessária para defasar o campo elétrico do sinal de entrada de π radianos, a chamada tensão V_π . Dessa maneira, a relação entre os campos elétricos da portadora óptica de entrada $E_{in}(t)$ e o sinal modulado de saída $E_{out}(t)$ é dada por [7] [10]:

$$E_{out}(t) = E_{in}(t) \cdot e^{j\varphi_{PM}(t)} = E_{in}(t) \cdot e^{j\frac{u(t)}{V_\pi}\pi}, \quad (6)$$

onde $\varphi_{PM}(t)$ é a modulação de fase. Em (6) se destaca também a relação entre a tensão externa aplicada ao modulador $u(t)$ e $\varphi_{PM}(t)$.

1.1.2.2. Modulador Mach-Zehnder

Pelo princípio da interferência, o processo de modulação de fase também pode ser usado para realizar a modulação da intensidade de uma portadora óptica. A Figura 4 ilustra a estrutura interferométrica usada para esse tipo de modulação, que é baseada naquela de um interferômetro de Mach-Zehnder. Por essa razão, esse tipo de modulador recebe o nome de modulador Mach-Zehnder.

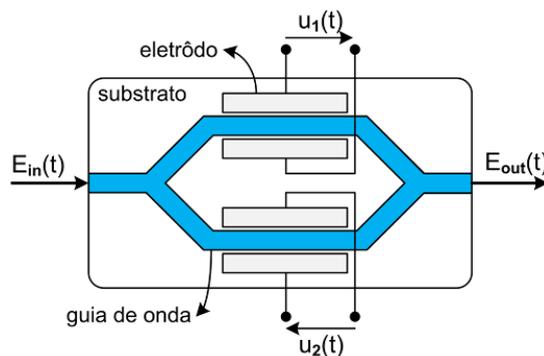


Figura 4: Modulador Mach-Zehnder.

Nessa estrutura, a luz de entrada é dividida em dois caminhos, ou braços, cada um contendo um modulador de fase que pode ser controlado de forma independente. Depois de realizada a modulação de fase em cada braço, os dois campos ópticos são recombinados. A interferência, após a recombinação, pode ser construtiva ou destrutiva, dependendo do desvio de fase relativo entre cada braço. Desconsiderando-se a perda de inserção, a resposta de saída do MZM é dada por [7]:

$$\frac{E_{out}(t)}{E_{in}(t)} = \frac{1}{2} \cdot (e^{j\varphi_1(t)} + e^{j\varphi_2(t)}), \quad (7)$$

onde $\varphi_1(t)$ e $\varphi_2(t)$ representam os desvios de fase nos braços superior e inferior do MZM, respectivamente.

Quando operado com tensões idênticas aplicadas a ambos os braços ($u_1(t) = u_2(t) = u(t)$), modo de operação conhecido como *push-push*, os desvios de fase também são idênticos ($\varphi_1(t) = \varphi_2(t)$) e uma modulação puramente de fase é obtida. No entanto, quando operado com tensões de sinais opostos ($u_1(t) = -u_2(t) = u(t)/2$), modo de operação *push-pull*, os desvios de fase também possuem sinais opostos ($\varphi_1(t) = -\varphi_2(t)$) e uma modulação de amplitude poder ser obtida na saída do MZM, dependendo do ponto de operação do modulador. Para o modo *push-pull* e tensões $u_1(t) = -u_2(t) = u(t)/2$, a relação entre os campos de entrada e saída do MZM é dada por [7]:

$$E_{out}(t) = E_{in}(t) \cdot \cos\left(\frac{\Delta\varphi_{MZM}(t)}{2}\right) = E_{in}(t) \cdot \cos\left(\frac{u(t)}{2V_\pi} \pi\right), \quad (8)$$

onde $\Delta\varphi_{MZM}(t) = \varphi_1(t) - \varphi_2(t)$ é o desvio de fase induzido entre os campos de ambos braços do MZM. De (8), a função de transferência de potência do MZM é [7]:

$$\frac{P_{out}(t)}{P_{in}(t)} = \frac{1}{2} + \frac{1}{2} \cdot \cos(\Delta\varphi_{MZM}(t)) = \frac{1}{2} + \frac{1}{2} \cdot \cos\left(\frac{u(t)}{V_\pi} \pi\right), \quad (9)$$

A Figura 5 ilustra a resposta de um MZM no modo *push-pull* para dois pontos de operação (OP – *operation point*), o ponto de quadratura e o ponto de mínima transmitância. O ponto de operação é selecionado aplicando uma tensão de operação de corrente direta (DC – *direct current*) específica ao MZM. Para o ponto de quadratura, a tensão de operação DC é de $u(t) = -V_\pi/2 \pm kV_\pi$, onde k é inteiro, resultando em uma transmissão de 50% da potência óptica de entrada. No ponto de mínima transmitância, a tensão de operação DC é de $u(t) = -V_\pi \pm k2V_\pi$, onde k é inteiro, resultando em um bloqueio da potência óptica de entrada. Verifica-se, em ambos os casos,

que, para uma tensão aplicada $u(t) = V_\pi$, um desvio de fase de π rad na função de transferência de potência é obtido, enquanto para a função de transferência do campo elétrico, o desvio de fase correspondente é de $\pi/2$ rad.

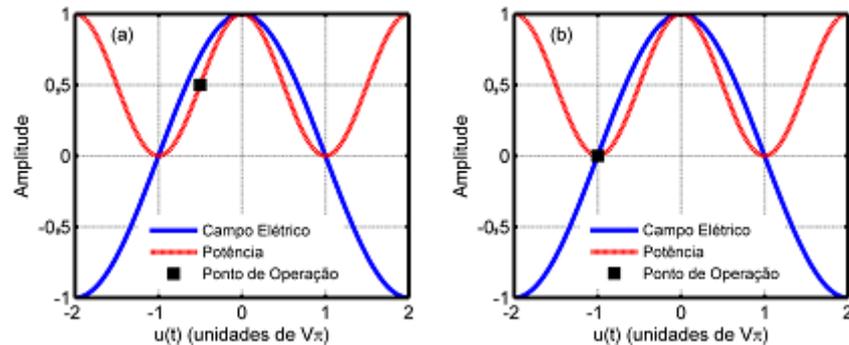


Figura 5: Resposta normalizada de saída de um MZM na configuração *push-pull* para o campo elétrico e a potência, considerando-se diferentes pontos de operação: (a) quadratura e (b) mínima transmitância.

Em uma determinada configuração, o MZM pode ser usado para se obter uma modulação do tipo OOK, como ilustra a Figura 6. Nesse tipo de modulação, a luz é chaveada entre dois estados, “aceso” (presença de luz) e “apagado” (ausência de luz), referentes aos bits “1” e “0”, respectivamente. Um transmissor OOK, representado na Figura 6 (a), é composto por um laser, um sinal modulante elétrico binário com tensão pico a pico de valor V_π , e um MZM no modo *push-pull* configurado para o ponto de operação em quadratura. Dessa maneira, como ilustrado na Figura 6 (b), o sinal óptico de saída excursionará entre os pontos de máxima e mínima potência. Portanto, quando o sinal modulante estiver em nível alto, o sinal óptico de saída estará “aceso”, representando o bit “1”. Caso contrário, quando o sinal modulante estiver em nível baixo, o sinal óptico de saída estará “apagado”, representando o bit “0”. Verifica-se que a informação está contida na potência óptica de saída, representando a chamada modulação de intensidade. A Figura 6 (c) mostra o diagrama de constelação para a modulação OOK.

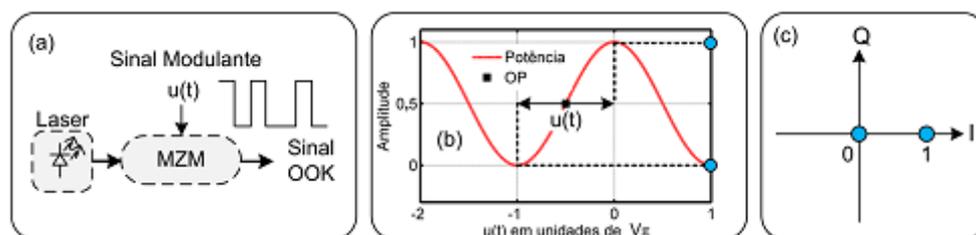


Figura 6: Modulação OOK: (a) estrutura do transmissor, (b) resposta da operação do MZM e (c) diagrama de constelação para o tipo de modulação.

Se o mesmo MZM no modo *push-pull* for configurado para o ponto de operação de mínima transmitância, uma tensão pico a pico externa de $2V_\pi$ aplicada ao MZM produz uma modulação por chaveamento binário de fase (BPSK – *binary phase-shift keying*) com esse tipo de modulador. Esse tipo de operação do MZM será explorado a seguir, com a descrição do IQM.

1.1.2.3. Modulador em fase e em quadratura

Outro dispositivo fundamental em transmissores ópticos coerentes é o modulador óptico de fase e quadratura, composto por um PM e dois MZMs, como ilustra a Figura 7.

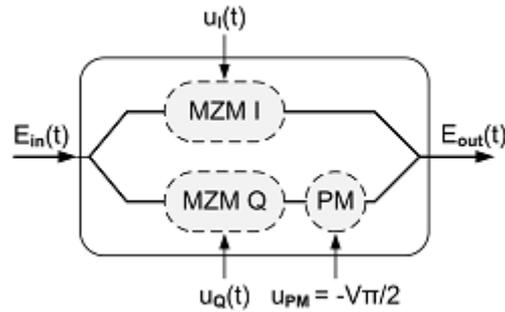


Figura 7: Modulador óptico de fase e quadratura.

Nessa estrutura, o sinal de entrada $E_{in}(t)$ é dividido entre dois braços, fase (I) e quadratura (Q). Em cada braço, uma modulação do campo é realizada nos MZMs, configurados no modo *push-pull* e no ponto de mínima transmitância. Um PM é usado para aplicar um desvio de fase de $\pi/2$ radianos no braço Q, de forma que os sinais nos braços I e Q sejam ortogonais. Em seguida, os sinais de ambos os braços são recombinados, e o sinal de saída do modulador é obtido. A resposta do campo elétrico na saída de um IQM sem perdas é dada por [7]:

$$\frac{E_{out}(t)}{E_{in}(t)} = \frac{1}{2} \cdot \cos\left(\frac{u_I(t)}{2V_\pi} \pi\right) + j \frac{1}{2} \cdot \cos\left(\frac{u_Q(t)}{2V_\pi} \pi\right), \quad (10)$$

onde $u_I(t)$ e $u_Q(t)$ são as tensões independentes aplicadas aos MZMs dos braços I e Q, respectivamente. Dessa maneira, qualquer símbolo no plano em fase e em quadratura (IQ – *in-phase and quadrature*) e, conseqüentemente, qualquer sinal com formato de modulação de amplitude em quadratura (QAM – *quadrature-amplitude modulation*) pode ser obtido com essa estrutura de modulador. Verifica-se que, diferente da modulação de intensidade nos transmissores OOK, a informação também está contida na fase do campo elétrico nos transmissores IQ.

A Figura 8 (a) ilustra o diagrama esquemático para a geração de um sinal com formato de modulação por chaveamento de fase em quadratura (QPSK – *quadrature phase-shift keying*).

Neste arranjo utiliza-se um laser, um IQM e dois sinais modulantes binários independentes com tensão pico a pico de $2V_\pi$. A resposta do campo elétrico do MZM de um dos braços do IQM é ilustrada na Figura 8 (b), que mostra a variação da amplitude do campo entre os valores máximo e mínimo quando $2V_\pi$ é aplicado em torno do OP (variação de fase de π rad). Nesta configuração, são criados sinais com formato de modulação BPSK em cada braço do IQM que, após o desvio de fase de $\pi/2$ radianos no braço Q, são combinados para formar o sinal QPSK. O diagrama de constelação do sinal QPSK obtido é apresentado na Figura 8 (c).

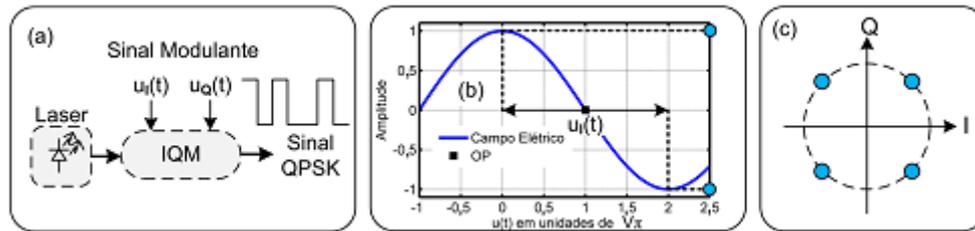


Figura 8: Modulação QPSK: (a) estrutura do transmissor, (b) operação do MZM de um dos braços do IQM, com geração de sinal BPSK, e (c) diagrama de constelação QPSK.

1.1.2.4. Modulador com multiplexação de polarização

Além de usar a ortogonalidade do plano-IQ para a modulação de sinais em amplitude e em fase, a portadora óptica permite o uso da polarização como outra dimensão para a multiplexação de sinais. O conceito da multiplexação em polarização consiste na transmissão de sinais independentes em modos de polarização ortogonais da portadora óptica. Devido à ortogonalidade entre as polarizações na transmissão, é possível separar os sinais modulados em cada modo de polarização na recepção. Dessa maneira, o uso da multiplexação de polarização permite dobrar a eficiência espectral dos sinais ópticos transmitidos. Sinais com multiplexação em polarização também são chamados de sinais com dupla polarização (DP – *dual polarization*).

A Figura 9 ilustra o diagrama esquemático de um PDM usado para modular sinais IQ em dupla polarização. Nessa estrutura, a portadora óptica proveniente de um laser é dividida entre dois braços (X e Y). Em seguida, o sinal em cada braço é modulado por uma estrutura de IQM (Figura 7). Após a modulação, a polarização do sinal do braço Y é girada de $\pi/2$ rad. Finalmente, os sinais em cada braço, com modos de polarizações ortogonais, são sobrepostos por um combinador de polarização (PBC – *polarization beam combiner*). Qualquer formato de modulação IQ, como o QPSK, pode ser aplicado em um PDM, gerando sinais DP-QPSK.

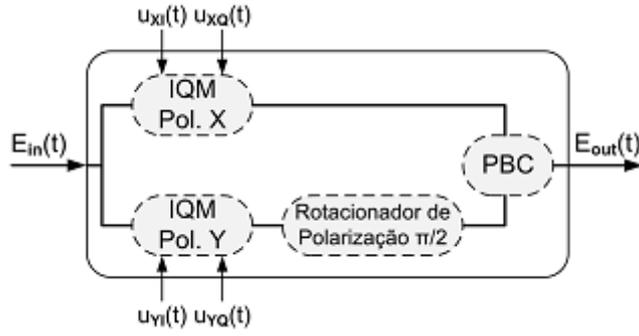


Figura 9: Modulador óptico com multiplexação de polarização.

1.2. RECEPTOR

O princípio da recepção em sistemas de comunicações ópticas coerentes é a conversão do sinal óptico modulado em altas frequências para um sinal elétrico em banda base, por meio da mistura entre o sinal recebido e o sinal de um oscilador local.

As seções subsequentes detalham o princípio da detecção coerente em sistemas ópticos, assim como as arquiteturas para detecção coerente de formatos avançados de modulação.

1.2.1. Princípio da detecção coerente

Em um esquema básico de detecção óptica coerente, o sinal recebido e o oscilador local interferem para gerar uma corrente elétrica proporcional ao sinal mensagem, como ilustrado na Figura 10.

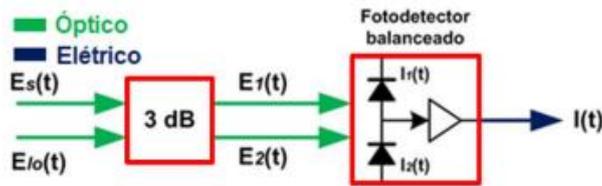


Figura 10: Princípio da detecção coerente.

Os campos elétricos normalizados do oscilador local e do sinal recebido podem ser expressos por [7]:

$$E_{lo}(t) = \sqrt{P_{lo}} \cdot e^{j(\omega_{lo}t + \varphi_{lo})} \cdot e_{lo}, \quad (11)$$

$$E_s(t) = \sqrt{P_s} \cdot e^{j(\omega_s t + \varphi_s)} \cdot a(t) \cdot e^{j\varphi(t)} \cdot e_s, \quad (12)$$

onde, respectivamente ao oscilador local e ao sinal recebido, $\sqrt{P_{l_0}}$ e $\sqrt{P_s}$ representam as amplitudes dos campos elétricos, ω_{l_0} e ω_s são as frequências angulares, φ_{l_0} e φ_s são os ângulos de fase e \mathbf{e}_{l_0} e \mathbf{e}_s são os vetores unitários que indicam as direções de polarização. Os símbolos da constelação recebida são definidos por $a(t)$ e $e^{j\varphi(t)}$ em (12).

A sobreposição entre os campos do LO e do sinal recebido ocorre no acoplador de 3 dB, resultando nos campos elétricos $\mathbf{E}_1(t)$ e $\mathbf{E}_2(t)$ que servem de entrada para o fotodetector balanceado, como ilustra a Figura 10. As correntes (fotocorrentes) na saída de cada fotodetector interno do fotodetector balanceado, provenientes dos campos $\mathbf{E}_1(t)$ e $\mathbf{E}_2(t)$, são dadas por [7]:

$$I_1(t) = \frac{1}{2}RP_s a^2(t) + \frac{1}{2}RP_{l_0} a^2(t) + R\sqrt{P_s P_{l_0}} a(t) \text{sen}[\Delta\omega t + \varphi(t)](\mathbf{e}_s \cdot \mathbf{e}_{l_0}), \quad (13)$$

$$I_2(t) = \frac{1}{2}RP_s a^2(t) + \frac{1}{2}RP_{l_0} a^2(t) - R\sqrt{P_s P_{l_0}} a(t) \text{sen}[\Delta\omega t + \varphi(t)](\mathbf{e}_s \cdot \mathbf{e}_{l_0}), \quad (14)$$

onde R é a responsividade dos fotodetectores e $\Delta\omega$ é a diferença entre as frequências do LO e do sinal recebido. A inversão do sinal nas equações (13) e (14) deve-se a função de transferência do acoplador de 3 dB [1], que realiza a sobreposição dos campos de entrada $\mathbf{E}_s(t)$ e $\mathbf{E}_{l_0}(t)$. A corrente de saída do fotodetector balanceado, dada pela expressão $I(t) = I_1(t) - I_2(t)$, elimina as componentes DC das fotocorrentes $I_1(t)$ e $I_2(t)$, e é, por fim, amplificada por um amplificador de transimpedância (TIA – *transimpedance amplifier*). O resultado obtido para a corrente $I(t)$ é dado por:

$$I(t) = 2R\sqrt{P_s P_{l_0}} a(t) \text{sen}[\Delta\omega t + \varphi(t)](\mathbf{e}_s \cdot \mathbf{e}_{l_0}), \quad (15)$$

De (15), observa-se que a fotocorrente de saída é diretamente proporcional aos valores de amplitude, fase e polarização do sinal transmitido. Desse modo, toda a informação contida na portadora óptica que foi modulada no transmissor é transferida para o domínio elétrico no receptor. O desempenho dos sistemas de detecção coerente é limitado pelo tempo de resposta, responsividade e pelo ruído dos fotodetectores balanceados [7].

1.2.2. Detecção de sinais modulados em fase e quadratura

Para possibilitar a detecção das componentes em fase e em quadratura de sinais ópticos modulados com formatos de modulação digital de altas ordens, um esquema de recepção como ilustrado na Figura 11 deve ser empregado.

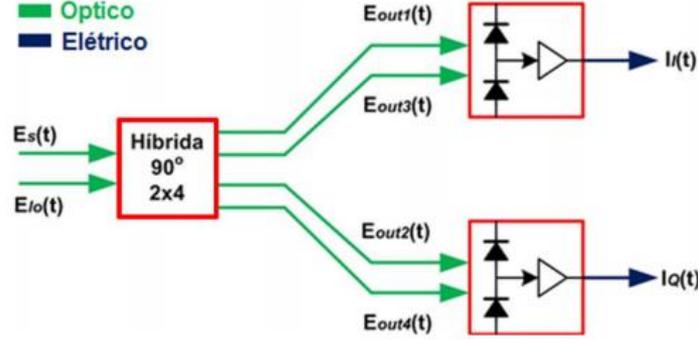


Figura 11: Detecção coerente de sinais modulados em fase e em quadratura.

Nesse tipo de receptor, o sinal recebido e o sinal gerado pelo LO são combinados em uma híbrida de 90° do tipo 2×4 (duas entradas, quatro saídas), cujas saídas servem como entrada para dois fotodetectores balanceados. A híbrida $90^\circ 2 \times 4$ é um dispositivo passivo de fundamental importância em receptores coerentes, pois permite a mistura dos campos que possibilita a detecção das componentes em fase e em quadratura de um sinal óptico modulado. A função de transferência e a potência óptica em cada saída da híbrida $90^\circ 2 \times 4$ são dadas respectivamente por [7]:

$$\begin{bmatrix} \mathbf{E}_{out_1}(t) \\ \mathbf{E}_{out_2}(t) \\ \mathbf{E}_{out_3}(t) \\ \mathbf{E}_{out_4}(t) \end{bmatrix} = \frac{e^{j\psi}}{2} \begin{bmatrix} 1 & 1 \\ 1 & j \\ 1 & -1 \\ 1 & -j \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \mathbf{E}_s(t) \\ \mathbf{E}_{lo}(t) \end{bmatrix} \quad (16)$$

$$P_{out_n}(t) = \frac{1}{4} |\mathbf{E}_s(t)|^2 + \frac{1}{4} |\mathbf{E}_{lo}(t)|^2 + \frac{1}{2} |\mathbf{E}_s(t)| |\mathbf{E}_{lo}(t)| \cos[\phi_1(t) - \phi_2(t) - n \times 90^\circ + \Psi], \quad (17)$$

Observa-se em (16) que os termos de saída adjacentes da híbrida $90^\circ 2 \times 4$ estão em quadratura, enquanto os demais termos são usados para a detecção balanceada. Como são necessários que os campos de entrada em um fotodetector balanceado estejam defasados de π radianos, os pares $[\mathbf{E}_{out_1}(t), \mathbf{E}_{out_3}(t)]$ e $[\mathbf{E}_{out_2}(t), \mathbf{E}_{out_4}(t)]$ são usados em suas entradas. Considerando o desvio de fase (Ψ) igual a zero, as fotocorrentes em fase e em quadratura obtidas nas saídas dos fotodetectores são dadas por [7]:

$$I_I(t) = 2R\sqrt{P_s P_{lo}} a(t) \text{sen}[\Delta\omega t + \varphi(t)] (\mathbf{e}_s \cdot \mathbf{e}_{lo}), \quad (18)$$

$$I_Q(t) = 2R\sqrt{P_s P_{lo}} a(t) \text{cos}[\Delta\omega t + \varphi(t)] (\mathbf{e}_s \cdot \mathbf{e}_{lo}), \quad (19)$$

Dessa forma, é possível recuperar as informações moduladas em amplitude e fase no plano-IQ dos sinais ópticos gerados no transmissor.

1.2.3. Detecção de sinais com multiplexação de polarização

De (18) e (19), verifica-se que as fotocorrentes em fase e em quadratura dependem do estado de polarização do sinal recebido e do oscilador local. Modos de polarização paralelos nas entradas da híbrida são necessários para uma máxima fotocorrente de saída. Para garantir essa condição na detecção de sinais com multiplexação de polarização, a diversidade de polarização é aplicada aos receptores.

Para implementar a diversidade de polarização nos receptores, dois detectores IQ, previamente apresentados na Seção 1.2.2, devem ser empregados, como ilustra a Figura 12. O uso de divisores de feixes por polarização (PBS – *polarization beam splitters*) garante que os modos de polarização de entrada em cada detector IQ sejam paralelos, maximizando as fotocorrentes de saída. O PBS divide o sinal de entrada em duas componentes de polarizações ortogonais.

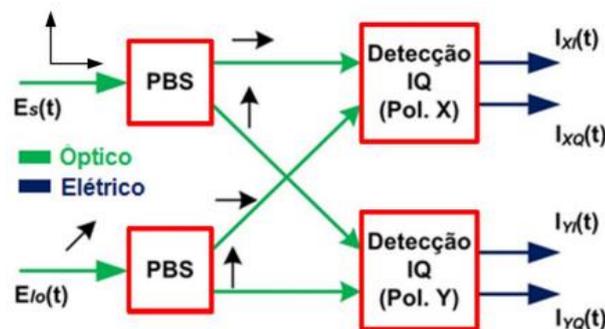


Figura 12: Detecção coerente de sinais modulados em fase e em quadratura.

O oscilador local, composto por um laser que possui um modo de polarização bem definido, deve estar polarizado a 45° em relação à referência do PBS, garantindo uma divisão de potência equalizada entre as componentes de saída do PBS. O sinal recebido, com duas polarizações ortogonais, chega a outro PBS e é dividido entre suas componentes de polarização ortogonais. As saídas de ambos os PBS são combinadas entre componentes com o mesmo modo de polarização (polarizações X e Y) e enviadas para dois arranjos de detecção IQ.

As quatro fotocorrentes de saída são referentes às componentes em fase e em quadratura (I e Q) de cada polarização (X e Y) do sinal transmitido. O subsistema de recepção ilustrado na Figura 12 é empregado na fabricação de um dispositivo comercial, chamado de receptor coerente integrado (ICR – *integrated coherent receiver*) ou, apenas, receptor coerente.

1.2.4. Processamento digital de sinais

A principal vantagem da detecção coerente é que todas as características do sinal no domínio óptico são transferidas para o domínio elétrico, permitindo que o sinal seja amostrado por ADCs e, em seguida, tratado no domínio digital. No tratamento do sinal, é possível o emprego de

algoritmos de processamento digital de sinais para realizar a coerência, corrigindo o desvio de frequência e compensando o ruído de fase. Além disso, também é possível se compensar efeitos dispersivos oriundos da propagação do sinal pela fibra óptica, bem como realizar a sincronização temporal do sinal recebido.

2. FOTÔNICA INTEGRADA E MÓDULO ÓPTICO COERENTE CFP2

Este capítulo tem a finalidade de apresentar alguns conceitos relativos à fotônica integrada e descrever a estrutura definida pela *Optical Internetworking Forum* (OIF) em relação ao fator de forma e componentes utilizados para um módulo óptico integrado coerente CFP2. Além disso, visa apresentar alguns detalhes a respeito da estrutura do transmissor utilizado nos testes que serão apresentados no capítulo 4, justificando as escolhas realizadas para sua construção.

Um dispositivo fotônico integrado é conceitualmente bastante similar a um circuito eletrônico integrado. Enquanto o último integra vários transistores, capacitores e resistores, um circuito fotônico integrado integra múltiplos componentes ópticos como lasers, moduladores, atenuadores, multiplexadores e demultiplexadores e amplificadores ópticos. Circuitos fotônicos de larga escala, assim como seu equivalente eletrônico, estendem o escopo da integração para que uma quantidade grande de componentes ópticos seja integrada em um único dispositivo.

Assim como na eletrônica, a integração fotônica pode incluir tanto uma integração híbrida quanto monolítica. Em um circuito fotônico integrado híbrido, múltiplos componentes ópticos discretos, que executam uma única função, são encapsulados em um elemento, podendo conter em sua estrutura circuitos integrados associados aos dispositivos ópticos. A interconexão entre esses elementos é feita com a utilização de acopladores ópticos e/ou elétricos também integrados dentro da estrutura. Muitos dispositivos fotônicos disponíveis hoje utilizam essa abordagem para consolidar o encapsulamento dos componentes [8].

Porém, a montagem dos componentes na estrutura híbrida pode ser altamente complexa, uma vez que muitos dispositivos discretos devem ser interconectados internamente dentro do encapsulamento com grande precisão por conta da necessidade de garantir o alinhamento óptico. Existe o problema de diferentes materiais exigirem diferentes *designs* para o encapsulamento, em virtude de diferenças nas características ópticas, térmicas e mecânicas. Por exemplo, caso dois materiais tenham diferentes coeficientes de expansão, os mesmos podem sofrer desalinhamento em diferentes temperaturas de operação e exigirem o uso de diferentes sistemas de refrigeração termoelétrica (TEC – *thermo-electric coolers*), aumentando assim a complexidade e os custos do encapsulamento. Na prática, isso tem limitado a integração fotônica híbrida em no máximo três ou quatro componentes em um mesmo encapsulamento.

A integração monolítica é capaz de consolidar múltiplos dispositivos e/ou funções em um único material fotônico. Assim como nos circuitos integrados eletrônicos, a fabricação de circuitos integrados fotônicos monolíticos envolve a construção dos dispositivos em um substrato comum de forma que todos os acoplamentos fotônicos ocorram no substrato e todas as funções sejam consolidadas em um único dispositivo. Sendo assim, a integração monolítica provê mais benefícios, incluindo significativa consolidação do encapsulamento, simplificação dos testes,

redução do número de acoplamentos utilizando fibra óptica, melhor confiabilidade e ainda redução de consumo de potência por dispositivo.

O desafio em relação à integração monolítica passa pela busca por um material adequado para o substrato. Atualmente, componentes ópticos são construídos com a utilização de vários materiais, incluindo o fosfato de índio (InP), arsenieto de gálio (GaAs), niobato de lítio (LiNbO₃), silício (Si) e sílica-em-silício. A integração fotônica deriva seu valor da habilidade em unificar a maior parte das funções em um único material, fornecendo assim menor impacto sobre o custo e agregando mais funcionalidades ao sistema [8].

O dispositivo sobre o qual será apresentada a caracterização sistêmica se insere na categoria de integração híbrida, contendo em um único encapsulamento o laser, o modulador óptico DP-QPSK e ainda as estruturas necessárias para colimação e alinhamento do feixe óptico. A escolha da abordagem de integração híbrida justificou-se porque, apesar das limitações que apresenta, permitia a construção rápida de amostras funcionais do transmissor, sem a necessidade de utilizar processos de fabricação complexos de fotônica integrada associados com a abordagem monolítica. Existe a expectativa, porém, de que a estrutura do transmissor seja convertida futuramente para uma abordagem monolítica, explorando o fato do modulador integrado no elemento ser construído com uma tecnologia em silício (TFPS – *thin film polymer on silicon*).

A Figura 13 apresenta o transmissor óptico integrado utilizado.

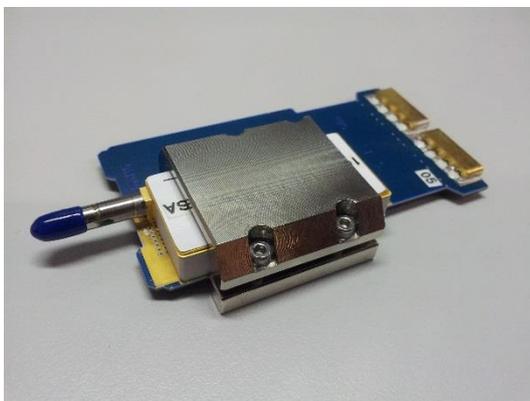


Figura 13: Transmissor óptico integrado DP-QPSK.

Além dos conceitos da integração fotônica, é importante apresentar as características do fator de forma em que o transmissor será integrado.

A padronização de 2010 estabelecida pela OIF descreve as funções que devem ser integradas de em um módulo CFP2 de modo a permitir a transmissão e recepção dos sinais em um único módulo. A parte da transmissão é composta pelo laser, modulador óptico DP-QPSK, *driver* para o sinal modulante e diversas estruturas com funções de controle. A Figura 14 apresenta um exemplo dos elementos contidos no elemento de transmissão segundo a recomendação da OIF.

O elemento de recepção, que futuramente será integrado no módulo de transmissão e recepção óptica com fator de forma CFP2, seguirá também a recomendação da OIF apresentada na Figura 15 em sua estrutura. Essa parte do módulo porém ainda se encontra em uma etapa inicial de seu desenvolvimento, logo ainda não existe uma amostra funcional como no caso do transmissor. Por este motivo, nos testes em que houve a necessidade de recepção e processamento do sinal, foi utilizado um receptor coerente em conjunto com um osciloscópio de tempo real para a aquisição dos dados.

Já a Figura 16 apresenta um esquemático de como é a estrutura do módulo CFP2.

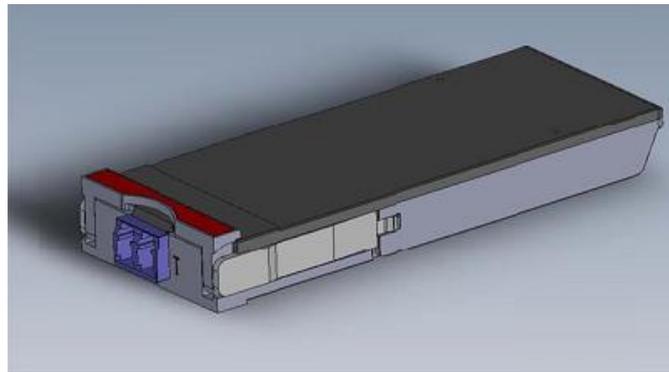


Figura 16: Esquemático do módulo transmissor/receptor CFP2 [9].

A Figura 16 apresenta apenas um modelo esquemático construído pela OIF de como deve ser o encapsulamento do módulo transmissor/receptor CFP2, ou seja, não se trata ainda de protótipo real, mas uma recomendação de como deverá ser estruturado.

3. ANÁLISE DE RESULTADOS: CARACTERIZAÇÃO SISTÊMICA DE UM TRANSMISSOR ÓPTICO INTEGRADO DP-QPSK 112 Gb/s

A validação de um elemento de transmissão óptica é feita para verificar suas características de estabilidade e desempenho e, assim, permitir que se estabeleça uma comparação do transmissor com outros que exibam propriedades de operação semelhantes. Essa validação é tipicamente realizada por meio de uma série de experimentos sistêmicos. Neste trabalho foram feitos os testes de tolerância à relação sinal-ruído óptica, perda dependente da polarização, sensibilidade, faixa de comprimento de onda de operação do laser do transmissor, potência de saída, filtragem óptica e estabilidade. O uso da taxa de 112 Gb/s se justifica por conta de uma exigência de especificação do produto para o elemento de transmissão óptica que integrará o módulo transmissor/receptor futuramente.

As seções subsequentes detalham as montagens utilizadas para a realização desses testes e apresentam os resultados obtidos para cada experimento.

3.1. TESTES EXPERIMENTAIS

3.1.1. Tolerância à relação sinal-ruído óptica (OSNR – *optical signal-to-noise ratio*)

Esse experimento teve como objetivo obter o valor mínimo de OSNR necessário para que a transmissão utilizando o TOSA ocorresse livre de erros.

O *setup* experimental é mostrado na Figura 17. O gerador de seqüência pseudo-aleatória de bits (PRBS Generator – *pseudo-random bit sequence generator*) foi usado em conjunto com um par de *drivers* como fonte do sinal modulante. O sinal modulado DP-QPSK na saída do TOSA foi acoplado a uma fonte de ruído óptico (ASE – *amplified spontaneous emission*) e um atenuador óptico variável (VOA – *variable optical attenuator*) de modo a permitir varrer uma faixa de valores de OSNR requerida para a realização do experimento. A saída do acoplador (combinação do sinal e ruído) foi enviada para o receptor (Rx). Um parte do sinal contendo ruído (1%) foi enviado a um analisador de espectro óptico (OSA - *optical spectrum analyzer*) para permitir a obtenção do valor da OSNR.

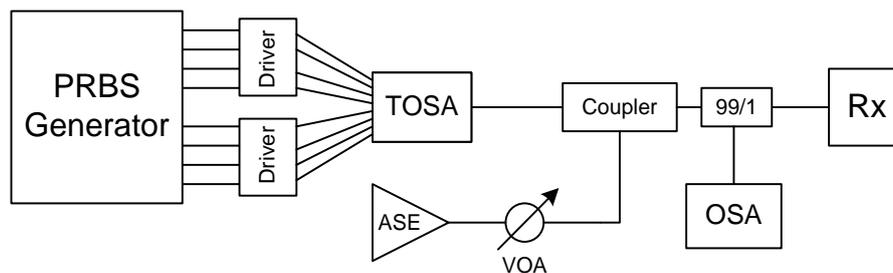


Figura 17: Setup experimental utilizado no teste de tolerância a OSNR.

As medidas foram realizadas de acordo com as seguintes orientações:

- A OSNR foi calculada para uma largura de banda de referência para o ruído igual a 0,1 nm (OSNR/0.1 nm);
- A fonte de ruído foi ajustada de modo a ser capaz de varrer a faixa de OSNR de 10 dB até 25 dB;
- A potência do sinal recebido (considerando somente o sinal sem nenhum tipo de ruído adicionado) e a potência do oscilador local foram mantidas constantes durante o experimento;

Os valores de BER apresentados para este experimento foram calculados levando em conta a BER contada.

Os resultados para a polarização X do TOSA são apresentados na Figura 18. O gráfico exibe a BER mínima, máxima e média para cada valor de OSNR.

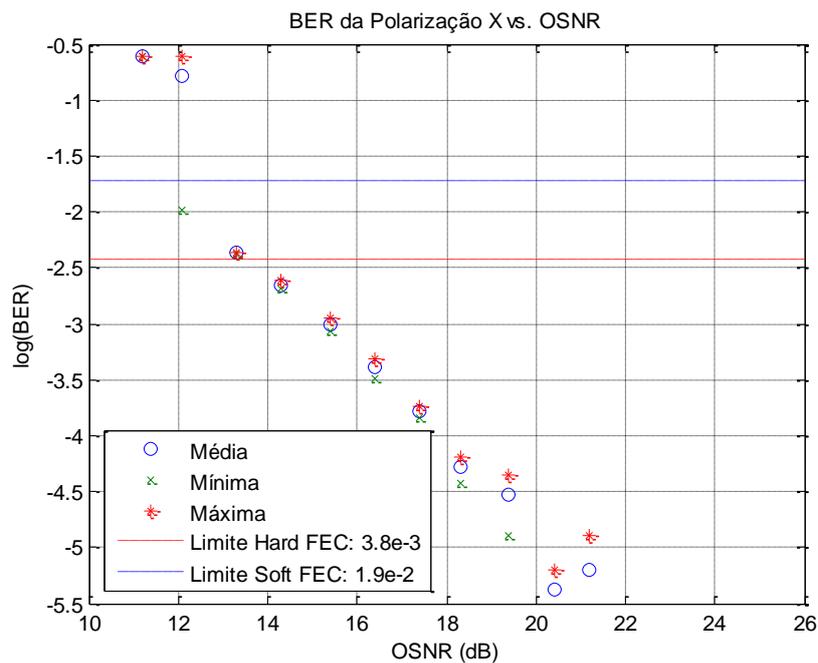


Figura 18: BER medida para a polarização X em função da OSNR.

Os valores de BER para OSNR maior que 21,2 dB na Figura 18 não são apresentados porque os valores obtidos foram iguais a zero.

Os resultados para a polarização Y do TOSA são apresentados na Figura 19. O gráfico exibe a BER mínima, máxima e média para cada valor de OSNR.

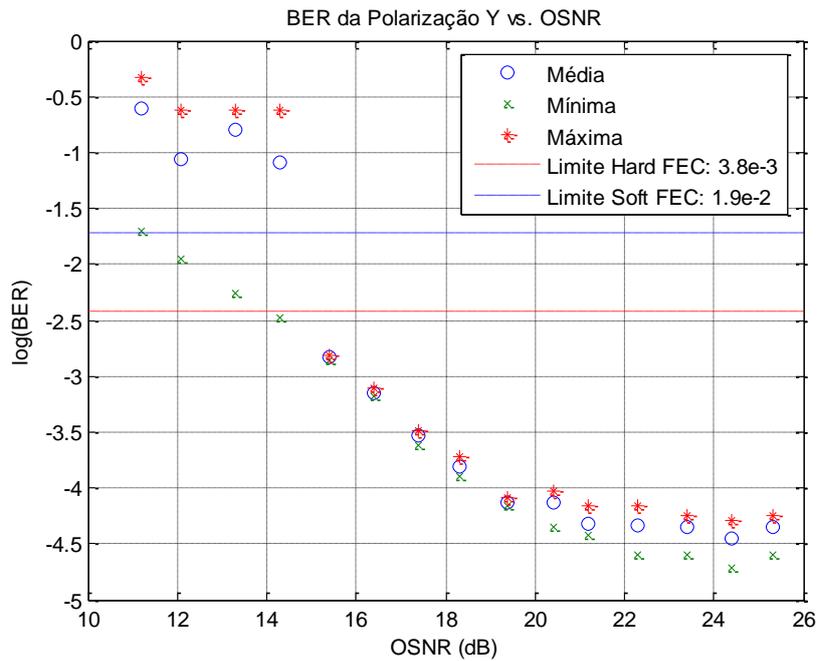


Figura 19: BER medida para a polarização Y em função da OSNR.

Tanto na Figura 18 quanto na Figura 19 foi verificado que para os níveis mais baixos de OSNR os resultados sofreram uma elevada variação na BER obtida. Uma hipótese para esse comportamento é a dificuldade do DSP de determinar a BER com exatidão quando a qualidade do sinal recebido é baixa.

Na Figura 19, é interessante notar que para os valores mais elevados de OSNR o sistema exibiu uma saturação, já que a OSNR praticamente não variou com a BER.

Os resultados para a BER total do TOSA são apresentados na Figura 20. O gráfico exibe a BER mínima, máxima e média para cada valor de OSNR.

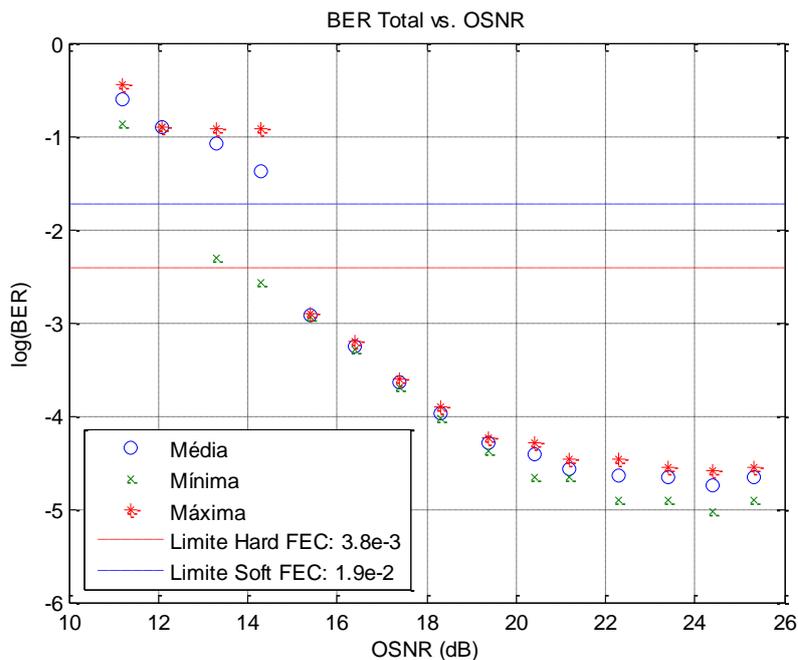


Figura 20: BER total em função da OSNR.

As características discutidas para as Figuras 18 e 19 são obviamente reproduzidas nos resultados apresentados na Figura 20, pois a BER total leva em conta as contribuições de ambas polarizações em seu valor.

A relação entre a BER das componentes X e Y e o modo como contribuem para a BER total são mais adequadamente visualizados na Figura 21.

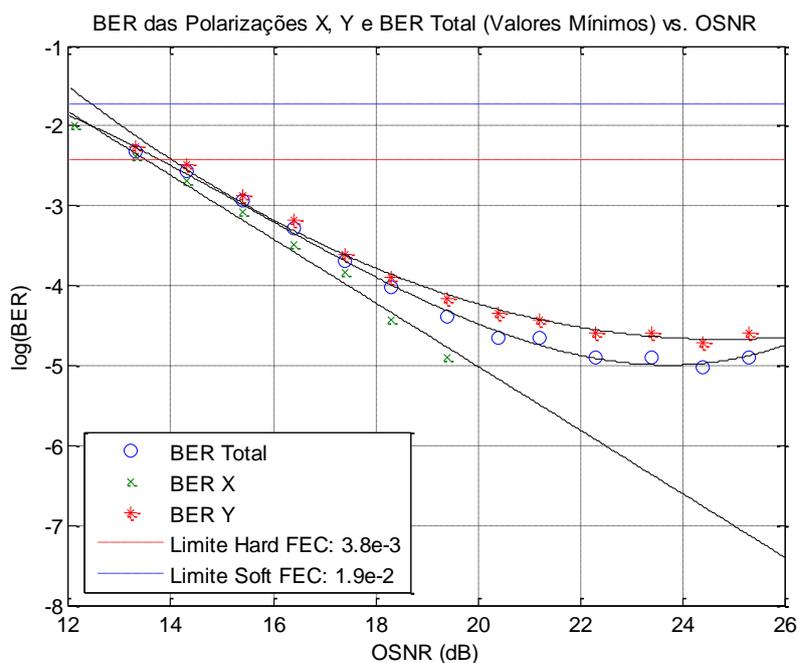


Figura 21: BER medida para a polarização X, polarização Y e BER total em função da OSNR. As curvas representam o ajuste feito para cada medida de BER mostrada.

O ajuste apresentado na Figura 21 considerou a BER mínima para a polarização X, polarização Y e BER total porque tais resultados sofreram menos com a variação exibida em valores de OSNR mais baixos. Dessa forma, um resultado mais confiável na estimativa do ponto de cruzamento dos dados com os limites da *hard FEC* e *soft FEC* puderam ser obtidos.

A Tabela 1 apresenta a mínima OSNR requerida para a operação do sistema sem a ocorrência de erros, ou seja, a OSNR para a qual a BER alcança o limite de correção imposto tanto pela *hard FEC* (3.8×10^{-3}) quanto pela *soft FEC* (1.9×10^{-2}).

Tabela 1: Mínima OSNR requerida para a operação do sistema sem a ocorrência de erros.

BER	<i>Hard FEC</i>	<i>Soft FEC</i>
	OSNR (dB)	OSNR (dB)
Polarização X	13.5	< 12
Polarização Y	14.0	12.4
Total	13.8	< 12

Para comparar os resultados obtidos para o TOSA com medidas feitas utilizando outros sistemas, um gráfico foi feito contendo a curva teórica associada com um sinal DP-QPSK a 112 Gb/s, a curva associada com um *setup* usando um modulador LiNbO₃ e ainda o resultado obtido com o TOSA. As curvas são apresentadas na Figura 22.

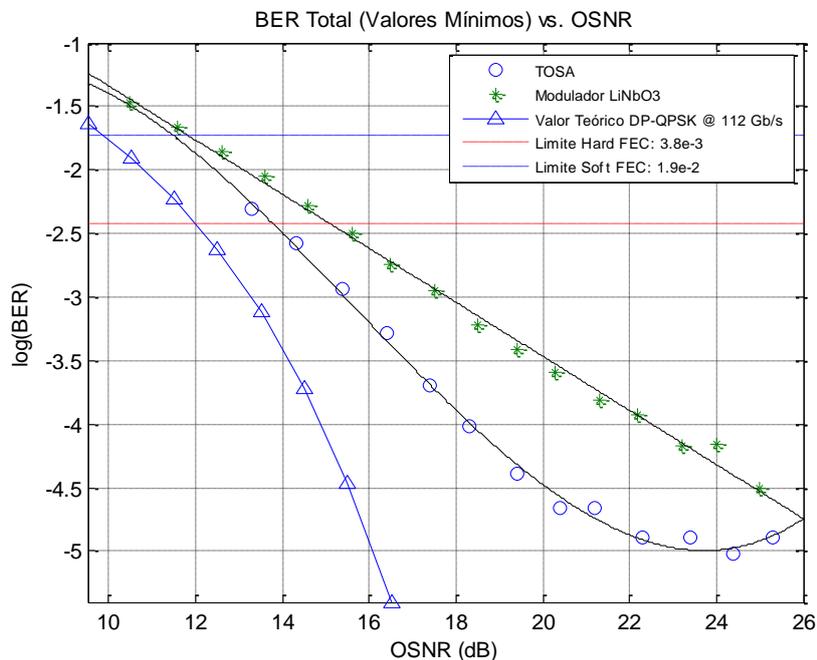


Figura 22: Comparação entre o resultado obtido para o TOSA, o resultado teórico esperado para um sinal DP-QPSK a 112 Gb/s e o resultado para um modulador LiNbO₃ encapsulado.

A Tabela 2 apresenta a mínima OSNR requerida para a operação do sistema sem a ocorrência de erros, ou seja, a OSNR para a qual a BER alcança o limite de correção imposto tanto pela *hard*

FEC (3.8×10^{-3}) quanto pela *soft FEC* (1.9×10^{-2}). A penalidade associada com cada resultado em comparação com a expectativa teórica também é apresentada.

Tabela 2: Mínima OSNR requerida para a operação do sistema sem a ocorrência de erros e penalidade em comparação com a curva teórica.

Sistema	Hard FEC		Soft FEC	
	OSNR (dB)	Penalidade – Teórica (dB)	OSNR (dB)	Penalidade – Teórica (dB)
TOSA	13.8	1.8	11.5	1.7
Modulador Encapsulado LiNbO ₃	15.1	3.1	11.8	2

3.1.2. Perda dependente da polarização (PDL – *polarization dependent loss*)

Esse experimento teve como objetivo obter o parâmetro de PDL para o TOSA.

O *setup* experimental é mostrado na Figura 23. O TOSA foi utilizado sem qualquer tipo de modulação. A potência óptica foi medida com um medidor de potência óptica (*optical power meter*).

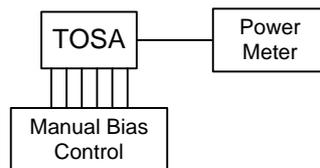


Figura 23: Setup experimental utilizado no teste de perda dependente da polarização.

Nesse experimento, o ponto de operação para cada braço (XI, XQ, XP, YI, YQ e YP) do modulador DP-QPSK do TOSA foi ajustado manualmente para que a estimativa da PDL pudesse ser feita. Dessa forma, o modulador foi ajustado de forma a fazer com que operasse nos modos de “bloqueio” ou de “passagem” da potência óptica para cada polarização (X ou Y).

As medidas foram realizadas de acordo com as seguintes orientações:

- Para medir a máxima potência relativa à polarização X:
 - O ponto de operação da polarização Y foi ajustado de modo a minimizar a potência de saída do TOSA.
 - O ponto de operação da polarização X foi ajustado de modo a maximizar a potência de saída do TOSA.
 - Após o ajuste do ponto de operação, a potência de saída do TOSA foi medida de modo a determinar a máxima potência relativa à polarização X.
- Para medir a máxima potência relativa à polarização Y:
 - O ponto de operação da polarização X foi ajustado de modo a minimizar a potência de saída do TOSA.

- O ponto de operação da polarização Y foi ajustado de modo a maximizar a potência de saída do TOSA.
- Após o ajuste do ponto de operação, a potência de saída do TOSA foi medida de modo a determinar a máxima potência relativa à polarização Y.
- Após a realização das medidas, o cálculo da PDL foi feito usando a seguinte fórmula,

$$PDL = P_{X,max} - P_{Y,max}.$$

A Tabela 3 mostra as leituras de potência usadas para estimar a PDL para o sinal sem modulação utilizando o controle manual do ponto de operação do modulador.

Tabela 3: Leituras de potência usadas para estimar a PDL para o sinal sem modulação utilizando o controle manual do ponto de operação do modulador.

Maximização	Minimização	Potência Óptica (dBm)
Polarização X	Polarização Y	- 7.4
Polarização Y	Polarização X	- 6.88

A PDL obtida foi $PDL = P_{X,max} - P_{Y,max} = 0.52$ dB.

3.1.3. Sensibilidade

Esse experimento teve como objetivo obter a mínima potência necessária para alinhar o sistema com uma transmissão livre de erros ou para alcançar um valor de taxa de erro de bit (BER – *bit error rate*).

O *setup* experimental é mostrado na Figura 24. A saída modulada do TOSA (DP-QPSK) foi enviada para um atenuador óptico variável (VOA) e então para o receptor. O VOA foi usado para varrer a potência do sinal recebido.

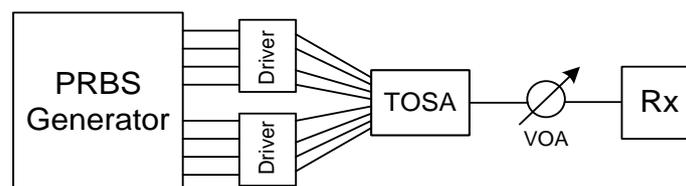


Figura 24: Setup experimental utilizado no teste de sensibilidade.

Os valores de BER apresentados para este experimento foram calculados, assim como no caso do teste de tolerância à OSNR, levando em conta a BER contada.

Os resultados para a polarização X do TOSA são apresentados na Figura 25. O gráfico exibe a BER mínima, máxima e média para cada valor de potência do sinal no receptor.

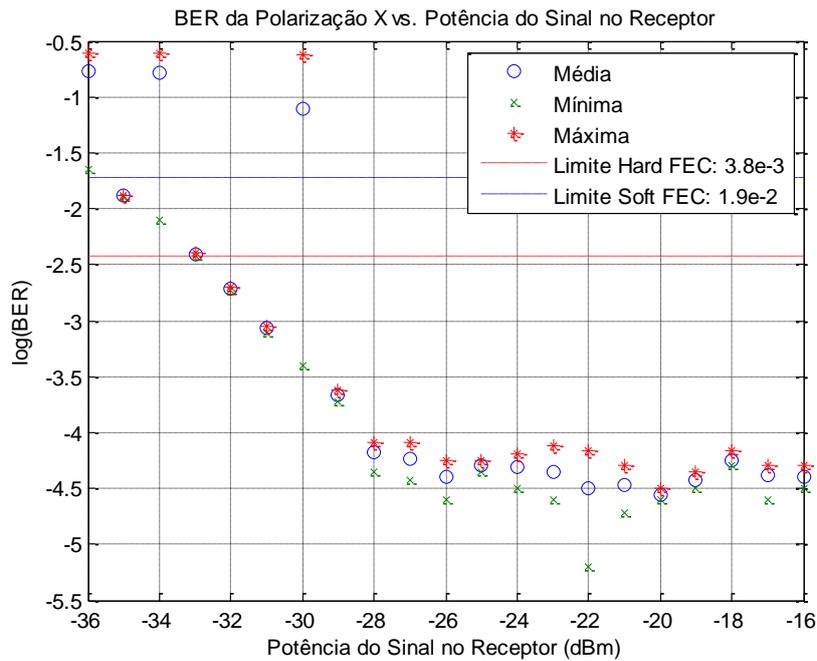


Figura 25: BER medida para a polarização X em função da potência do sinal no receptor.

É interessante notar da Figura 25 que para valores mais elevados de potência do sinal na recepção o sistema exibe uma saturação, pois o aumento da potência praticamente não produz alteração no valor obtido de BER.

Os resultados para a polarização Y do TOSA são apresentados na Figura 26. O gráfico exibe a BER mínima, máxima e média para cada valor de potência do sinal no receptor.

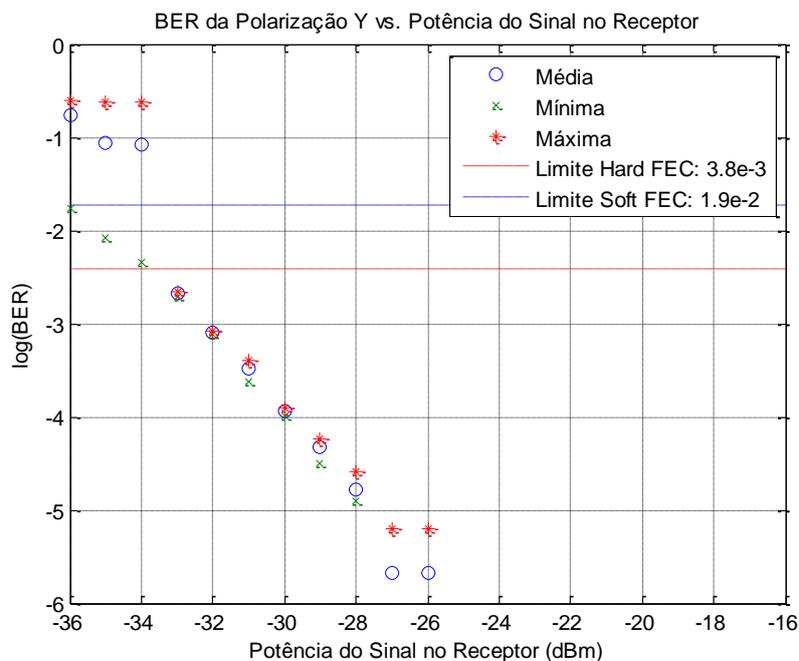


Figura 26: BER medida para a polarização Y em função da potência do sinal no receptor.

A BER para potências superiores a -26 dBm na Figura 26 não é apresentada pois os valores obtidos para esses casos foram iguais a zero.

Tanto na Figura 25 quanto na Figura 26 é verificado que para níveis mais baixos de potência na recepção os valores de BER obtidos sofrem elevada variação. Assim como no caso dos resultados do experimento de tolerância à OSNR, a hipótese para tal comportamento é a dificuldade do DSP de determinar a BER com exatidão quando a qualidade do sinal recebido é baixa.

Os resultados para a BER total do TOSA são apresentados na Figura 27. O gráfico exibe a BER mínima, máxima e média para cada valor de potência do sinal no receptor.

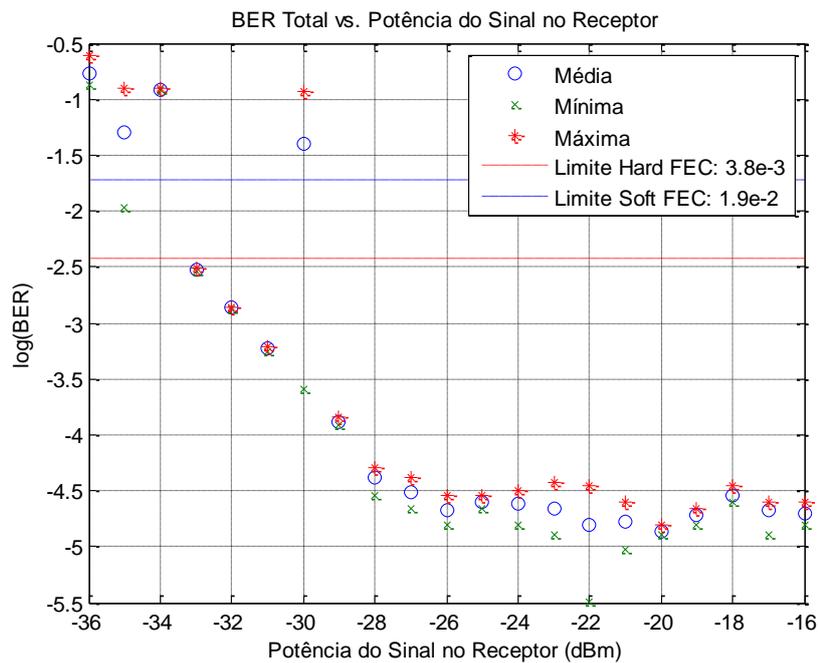


Figura 27: BER total em função da potência do sinal no receptor.

A relação entre a BER das componentes X e Y e o modo como contribuem para a BER total são mais adequadamente visualizados na Figura 28.

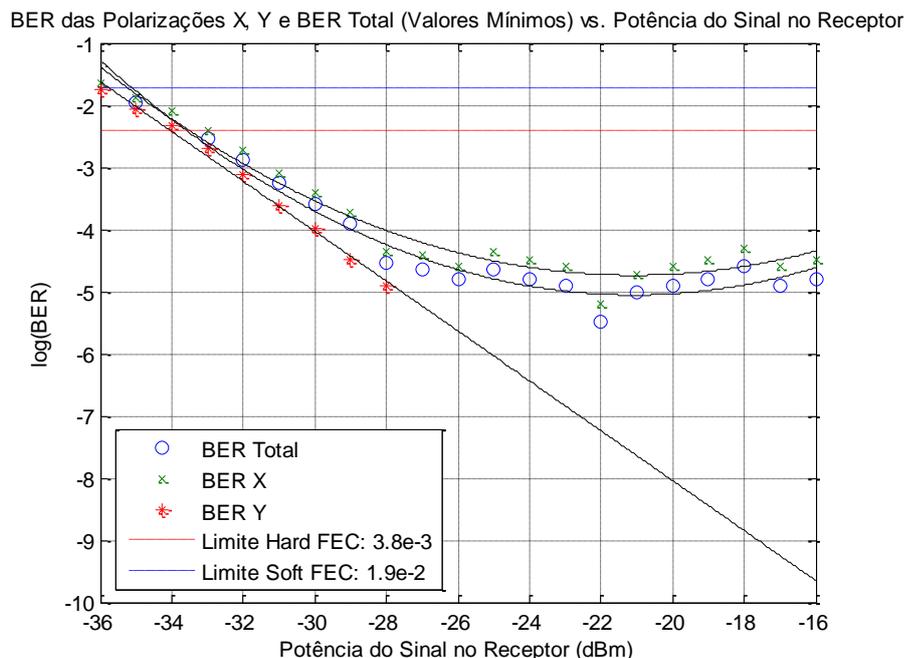


Figura 28: BER medida para a polarização X, polarização Y e BER total em função da potência do sinal no receptor. As curvas representam o ajuste feito para cada medida de BER mostrada.

Os ajustes apresentados na Figura 28 consideraram a BER mínima para a polarização X, polarização Y e BER total porque tais resultados sofreram menos com a variação exibida em valores de potência mais baixos. Dessa forma, um resultado mais confiável na estimativa do ponto de cruzamento dos dados com os limites da *hard FEC* e *soft FEC* puderam ser obtidos.

A Tabela 4 apresenta a mínima potência de sinal no receptor requerida para a operação do sistema sem a ocorrência de erros, ou seja, a OSNR para a qual a BER alcança o limite de correção imposto tanto pela *hard FEC* (3.8×10^{-3}) quanto pela *soft FEC* (1.9×10^{-2}).

Tabela 4: Mínima potência de sinal na recepção requerida para a operação do sistema sem a ocorrência de erros.

BER	<i>Hard FEC</i>	<i>Soft FEC</i>
	Potência de Sinal (dBm)	Potência de Sinal (dBm)
Polarização X	- 33.5	- 35.2
Polarização Y	- 34	- 35.7
Total	- 33.5	- 35.1

3.1.4. Faixa de comprimento de onda de operação do laser

Esse experimento teve como objetivo obter a faixa de comprimento de onda para a qual o TOSA é capaz de operar sem qualquer tipo de degradação no nível de potência do laser.

O *setup* experimental é mostrado na Figura 29. A saída sem modulação do TOSA foi enviada para o OSA com a finalidade de obter o espectro óptico do sinal.



Figura 29: Setup experimental utilizado no teste de faixa de comprimento de onda.

A Figura 30 apresenta os resultados obtidos para o experimento da variação do comprimento de onda de operação do laser dentro da faixa de frequências compreendida entre 191,5 THz e 196.25 THz. O experimento foi conduzido de modo a verificar se havia alguma variação significativa do valor do pico de potência do laser dentro da faixa citada.

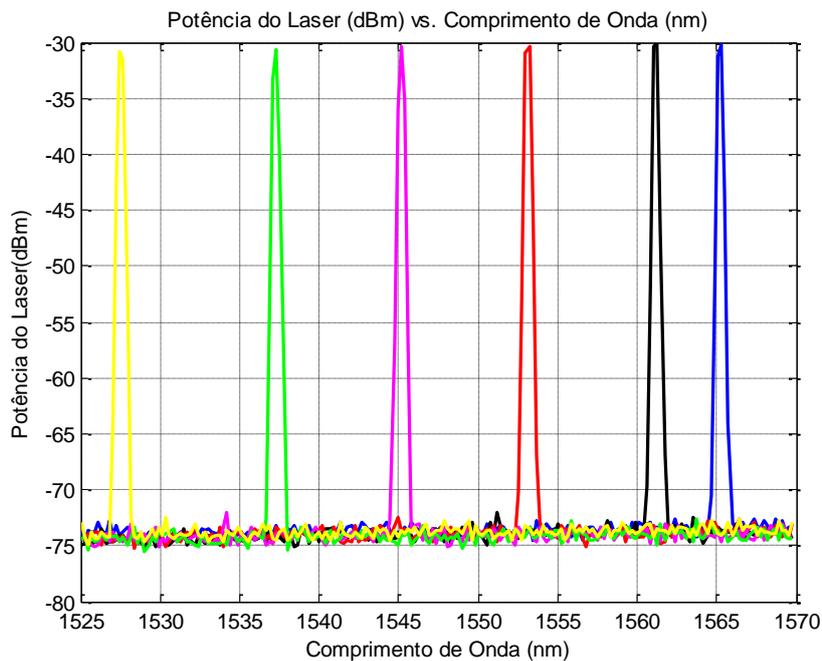


Figura 30: Potência do laser analisada para diferentes comprimentos de onda de operação.

Verificou-se que a máxima variação de potência observada não ultrapassou 0,62 dB.

3.1.5. Potência de saída

Esse experimento teve como objetivo obter a máxima potência de saída tanto para o sinal modulado quanto sem modulação.

3.1.5.1. Sinal modulado

O *setup* experimental é mostrado na Figura 31. A potência de saída do TOSA (modulada com um sinal DP-QPSK) foi enviada para um medidor de potência óptica (*optical power meter*).

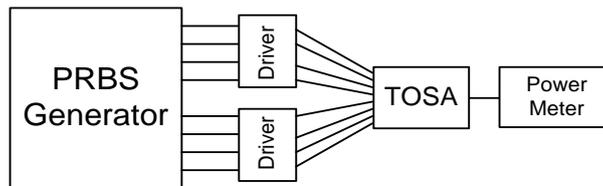


Figura 31: Setup experimental utilizado no teste de potência de saída modulada.

A potência de saída observada para o TOSA com modulação foi de $-9,4$ dBm.

3.1.5.2. Sinal sem modulação

O *setup* experimental é mostrado na Figura 32. A potência de saída do TOSA foi enviada para um medidor de potência óptica (*optical power meter*).

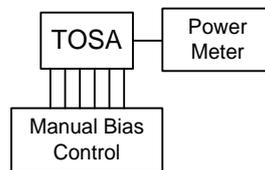


Figura 32: Setup experimental utilizado no teste de potência de saída sem modulação.

Com o ponto de operação do modulador ajustado para produzir uma maximização da potência de saída, foi verificado que a potência de saída para o TOSA estava entre $-3,95$ dBm e $-4,35$ dBm.

3.1.6. Filtragem óptica

Esse experimento teve como objetivo obter as penalidades de performance introduzidas pela filtragem óptica.

O *setup* experimental é mostrado na Figura 33. O gerador de seqüência pseudo-aleatória de bits (PRBS Generator – *pseudo-random bit sequence generator*) foi usado em conjunto com um par de *drivers* como fonte do sinal modulante. O sinal modulado DP-QPSK na saída do TOSA foi primeiramente filtrado por um filtro óptico programável (POF – *programmable optical filter*). Depois disso, foi acoplado a uma fonte de ruído óptico controlada (ASE ligado a um VOA). Finalmente, a saída do acoplador (combinação do sinal e ruído) foi enviada para o receptor (Rx). Um parte do sinal contendo ruído (1%) foi enviado a um analisador de espectro óptico (OSA – *optical spectrum analyzer*) para permitir a obtenção do valor da OSNR.

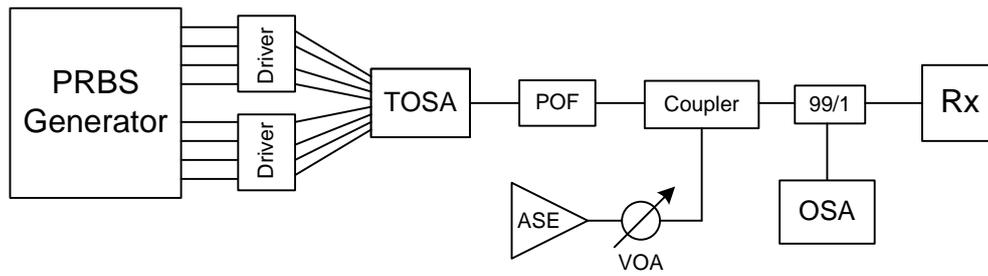


Figura 33: Setup experimental utilizado no teste de filtragem óptica.

A Figura 34 apresenta os resultados obtidos para o experimento da filtragem óptica. O fator Q do sinal recebido foi medido para diferentes larguras de banda de filtragem.

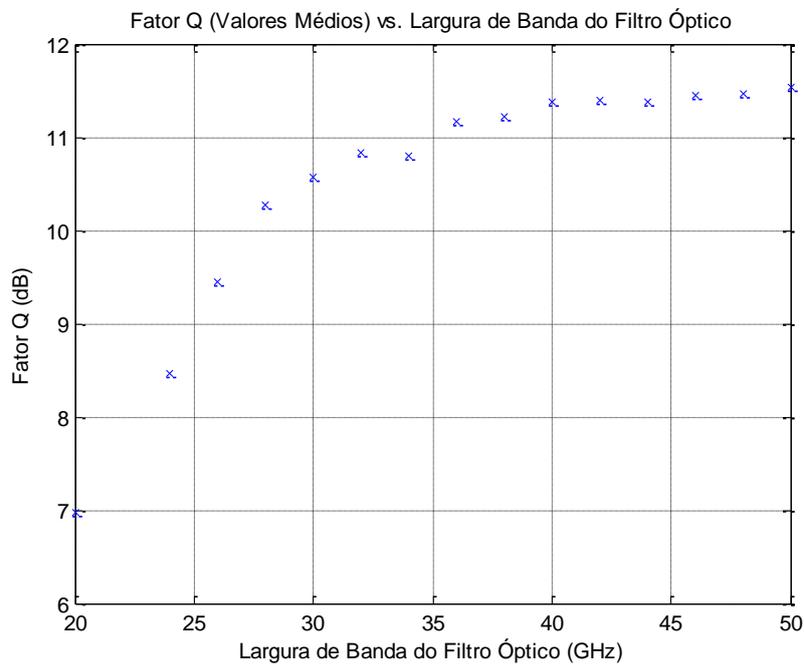


Figura 34: Fator Q do sinal recebido como função da largura de banda do filtro óptico.

A Figura 35 foi construída considerando o fator Q obtido para a largura de banda do filtro em 50 GHz como referência. Logo, a penalidade pôde ser calculada para todos os outros valores considerando essa referência.

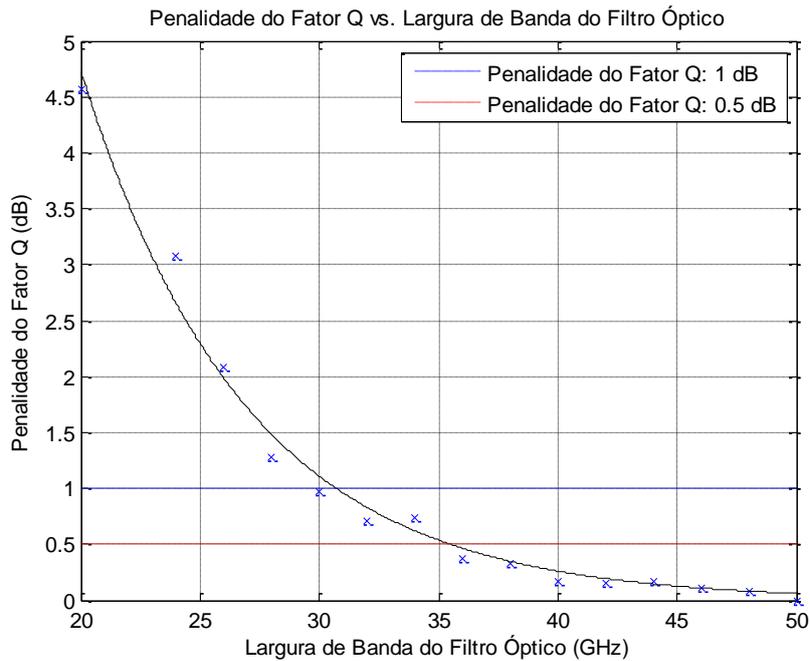


Figura 35: Penalidade introduzida pelo processo de filtragem óptica considerando a largura de banda do filtro a 50 GHz como valor de referência.

A Tabela 5 abaixo apresenta as larguras de banda do filtro óptico associada com penalidades do fator Q de 0.5 dB e 1 dB.

Tabela 5: Penalidade introduzida pelo processo de filtragem óptica considerando a largura de banda do filtro a 50 GHz como valor de referência.

Penalidade (dB)	Largura de Banda do Filtro Óptico (GHz)
0.5	35.5
1	30.7

3.1.7. Estabilidade

Esse experimento teve como objetivo obter as especificações para estabilidade de performance, potência e comprimento de onda.

O *setup* experimental é mostrado na Figura 36. O TOSA foi ajustado para operação com um sinal DP-QPSK e então enviado para o receptor com o objetivo de obter a BER. O OSA foi utilizado para medir as variações da potência óptica e frequência central de operação.

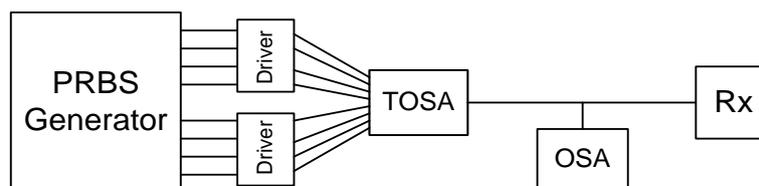


Figura 36: Setup experimental utilizado no teste de estabilidade.

3.1.7.1. Estabilidade de potência

A Figura 37 apresenta os resultados obtidos para o experimento de estabilidade de potência. O sinal modulado do TOSA foi monitorado em um OSA ao longo do tempo de modo a verificar a ocorrência de variações da potência observada.

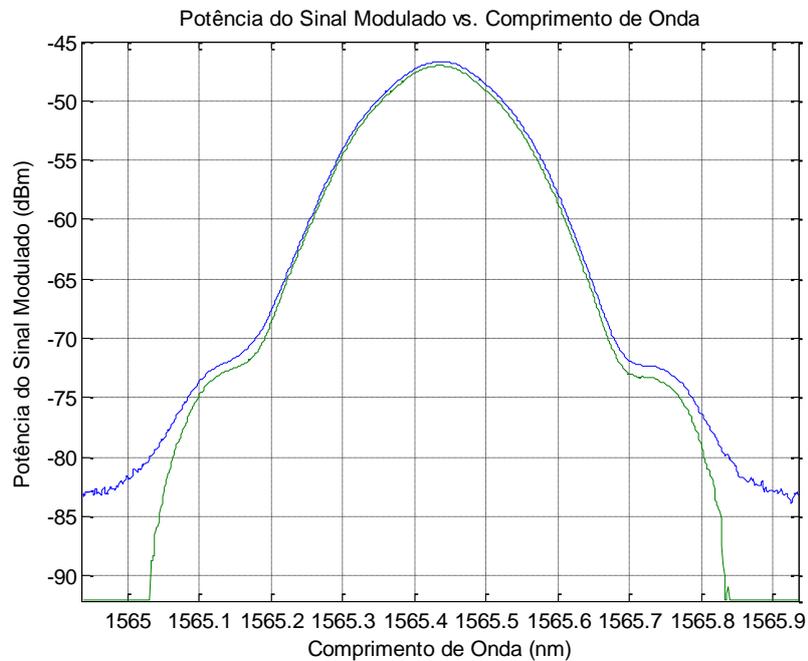


Figura 37: Potência do sinal modulado em função do comprimento de onda.

A diferença observada para o valor de pico da potência foi de aproximadamente 0,66 dB.

3.1.7.2. Estabilidade de performance

A Figura 38 apresenta os resultados obtidos para o experimento de estabilidade de performance. O sistema foi mantido em operação ao longo de um período de tempo e a BER foi calculada de modo a verificar se o sistema era capaz de conservar uma operação estável, sem degradação da qualidade do sinal recebido.

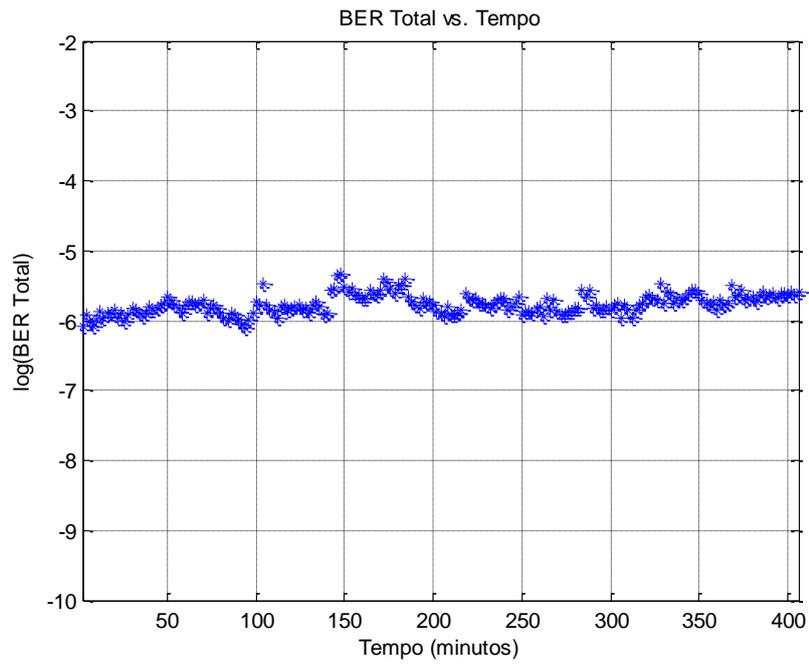


Figura 38: BER total do sinal processado na recepção em função do tempo.

Verificou-se que ao longo do período de tempo observado a BER permaneceu dentro da ordem de grandeza de 10^{-6} , mostrando que o sistema comportou-se de forma estável.

4. CONCLUSÃO

Inicialmente, os conceitos de transmissão óptica coerente com modulação digital foram apresentados.

Em seguida, foram analisados alguns conceitos relacionados à fotônica integrada e a padronização de fatores de forma de módulos de transmissão e recepção óptica. Isso foi feito com o objetivo de apresentar a direção de desenvolvimento dos transmissores ópticos no sentido de construir elementos capazes de gerar altas taxas de transmissão que agreguem as vantagens da miniaturização dos componentes e integração dos mesmos.

Por fim, foi feita uma análise experimental de modo a levantar um conjunto de parâmetros capazes de descrever a operação sistêmica do transmissor óptico, avaliando basicamente o desempenho do laser integrado ao módulo, do modulador óptico DP-QPSK e da eficiência de acoplamento entre esses componentes.

REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS

- [1] R. Ramaswami, K. Sivarajan e G. Sasaki, *Optical Networks: A Practical Perspective*, 3ª ed., San Francisco, Morgan Kaufmann, 2009.
- [2] G. P. Agrawal, *Fiber-Optic Communication Systems*, 3ª ed., New York, Wiley, 2002.
- [3] A. Schmitt, “The Fast Approaching 100G Era”, Infonetics Research, Campbell, CA, Infonetics Research White Paper, Jul., 2011.
- [4] “Evolving Optical Transport Networks to 100G Lambdas and Beyond”, Infinera Corporation, Sunnyvale, CA, Infinera White Paper, Jul., 2011.
- [5] 100G Ultra Long Haul DWDM Framework Document, Optical Internetworking Forum, OIFFD-100G-DWDM-01.0, 2009.
- [6] J. R. Barry, E. A. Lee e D. G. Messerschmitt, *Digital Communication*, 3ª ed., New York, Springer, 2003.
- [7] M. Seimetz, *High-Order Modulation for Optical Fiber Transmission*, New York, Springer, 2009.
- [8] “Photonic Integrated Circuits: A Technology and Application Primer”, Infinera Corporation, Sunnyvale, CA, Infinera White Paper, 2005.
- [9] Implementation Agreement for CFP2-Analogue Coherent Optics Module, Optical Internetworking Forum, IA # OIF-CFP2-ACO-01.0-Draft, 2014.
- [10] L. H. H. de Carvalho, “Avaliação Experimental de Transmissão Óptica em Altas Taxas de Supercanais com Diferentes Técnicas de Multiplexação de Subportadoras”, 2014. 160 f. Dissertação de Mestrado – Faculdade de Engenharia Elétrica e de Computação, Universidade Estadual de Campinas, Campinas. 2014.