



Universidade Federal de Campina Grande

Centro de Engenharia Elétrica e Informática

Curso de Graduação em Engenharia Elétrica

EDSON PORTO DA SILVA

TRANSMISSÃO ÓTICA COERENTE EM ALTAS TAXAS COM
FORMATO DE MODULAÇÃO DP-QPSK
UTILIZANDO PRÉ-FILTRAGEM

Campina Grande, Paraíba
Junho de 2011

EDSON PORTO DA SILVA

TRANSMISSÃO ÓTICA COERENTE EM ALTAS TAXAS COM
FORMATO DE MODULAÇÃO DP-QPSK
UTILIZANDO PRÉ-FILTRAGEM

*Trabalho de Conclusão de Curso submetido à
Unidade Acadêmica de Engenharia Elétrica da
Universidade Federal de Campina Grande
como parte dos requisitos necessários para a
obtenção do grau de Bacharel em Ciências no
Domínio da Engenharia Elétrica.*

Área de Concentração: Telecomunicações

Orientador:

Professor Edmar Candeia Gurjão, Dr. Sc.

Campina Grande, Paraíba
Junho de 2011

EDSON PORTO DA SILVA

TRANSMISSÃO ÓTICA COERENTE EM ALTAS TAXAS COM
FORMATO DE MODULAÇÃO DP-QPSK
UTILIZANDO PRÉ-FILTRAGEM

Trabalho de Conclusão de Curso submetido à Unidade
Acadêmica de Engenharia Elétrica da Universidade
Federal de Campina Grande como parte dos requisitos
necessários para a obtenção do grau de Bacharel em
Ciências no Domínio da Engenharia Elétrica.

Área de Concentração: Telecomunicações

Aprovado em / /

Professor Avaliador
Universidade Federal de Campina Grande
Avaliador

Professor Edmar Candeia Gurjão, Dr. Sc.
Universidade Federal de Campina Grande
Orientador, UFCG

Dedico este trabalho aos meus pais, por todo o apoio e esforço feito para que fosse possível que eu trilhasse o caminho que trilhei.

AGRADECIMENTOS

Agradeço primeiramente à minha família, que me deu todo o apoio necessário me proporcionando a oportunidade de me dedicar exclusivamente aos estudos durante todo o período de graduação na UFCG.

Aos professores das disciplinas que cursei e aqueles com quem tive contato em outras circunstâncias da vida acadêmica, por todo o aprendizado e pela sólida formação profissional com os quais fui capacitado. Em especial, ao professor Dr. Edmar Candeia Gurjão, por ter me dado a oportunidade de ingressar no Grupo PET - Engenharia Elétrica da UFCG, onde pude vivenciar diversas experiências que permitiram crescimento acadêmico e pessoal, e por todo o trabalho de orientação nos projetos de iniciação científica e neste trabalho de conclusão de curso.

Agradeço a Júlio César R. F. de Oliveira, engenheiro e pesquisador em telecomunicações da Fundação CPqD, co-orientador deste trabalho, pela sua grande contribuição para que o mesmo fosse realizado.

Agradeço aos meus amigos por inúmeras razões.

"Maior que o infinito é a encomenda."

Manoel de Barros.

RESUMO

Este trabalho aborda a descrição teórica e a simulação do método de pré-filtragem em sistemas óticos coerentes com formato de modulação DP-QPSK (*Dual Polarization Quadrature Shift Keying*). Essa técnica foi recentemente proposta e demonstrada experimentalmente, fazendo parte do estado da arte no que se trata de aumento da eficiência espectral de sistemas de comunicação que utilizam transmissão ótica em altas taxas de bits. Por meio de simulações em software são mostrados os efeitos danosos da interferência entre símbolos induzida pela filtragem ótica no desempenho do sistema. Em seguida é proposto um algoritmo de decisão multi-símbolo para reduzir o impacto da filtragem aproveitando a memória que a mesma induz nas sequências de bits. Por fim, são mostrados os resultados de desempenho, obtidos em simulação, de um sistema com pré-filtragem utilizando o algoritmo de decisão multi-símbolo proposto. Fez-se a opção de avaliar com mais ênfase um sistema que utiliza formato o formato de modulação DP-QPSK, que é o formato padrão definido para a geração de sistemas operando a taxas de 100 Gb/s, principal alvo das pesquisas atuais de desenvolvimento das próximas gerações comerciais da tecnologia de transmissão ótica na camada física de redes de alta capacidade.

Palavras-chave: filtragem, interferência entre símbolos, DP-QPSK, simulação, desempenho, eficiência espectral.

ABSTRACT

This work approaches the theoretical description and implementation on simulation of optical prefiltering method in optical communication systems with coherent modulation format DP-QPSK (Dual Polarization Quadrature Shift Keying). This technique was recently proposed and demonstrated experimentally and it's admittedly included in the state of the art of techniques for increasing the spectral efficiency of communication systems that use optical transmission at high bit rates. Through appropriate software simulations the harmful effects of intersymbol interference induced by optical filtering in system performance are shown. An algorithm is proposed for multi-symbol decision to reduce the impact of filtering, taking advantage of memory that it induces in the sequences of bits. Finally, the performance results for a system with pre-filtering, obtained through simulation using the multi-symbol decision algorithm proposed, are presented. In this work the option to evaluate with more emphasis a system that uses the modulation format DP-QPSK was assumed. That is the default format defined for the future generation of systems operating at information rates of 100 Gb/s, main target of current research and development of the next generations of commercial optical transmission technology in the physical layer of high-capacity networks.

Keywords: filtering, intersymbol interference, DP-QPSK, simulation, performance, spectral efficiency.

ÍNDICE DE ILUSTRAÇÕES

Figura 1: Modelo simplificado de um sistema com transmissão ótica coerente.	16
Figura 2: Princípio da detecção coerente.....	17
Figura 3: Bloco funcional de uma híbrida 2x4 90°.....	21
Figura 4: Híbrida 2x4 90° construída com quatro acopladores 3 dB e um atrasador de fase ótico de 90°	22
Figura 5: Interface de recepção ótica coerente utilizando híbrida 2x4 90° e detecção balanceada.	23
Figura 7: Representação tri-dimensional em forma de toro da constelação DP-QPSK. Retirada de (Borne, 2008).	25
Figura 6: Diagrama esquemático de um modulador DP-QPSK.....	25
Figura 8: Sequência de pulsos NRZ transmitida e recuperada num sistema sem pré-filtragem.	27
Figura 9: Sequência de pulsos transmitida e recuperada num sistema com pré-filtragem.	27
Figura 10: Constelação QPSK antes (a) e após (b) o efeito da filtragem mostrado na Tabela 1.	29
Figura 11: Representação em blocos do sistema utilizado na simulação QPSK.....	33
Figura 12: Representação em blocos do sistema utilizado na simulação DP-QPSK.	33
Figura 13: Ilustração do Espectro do sinal modulado DP-QPSK em 28 GBd e dos espectros do mesmo após a pré-filtragem na saída do transmissor.	34
Figura 14: Desempenho do sistema QPSK pré-filtrado, com e sem algoritmo MAP de decisão no receptor, para um filtro ótico passa-faixa de banda 33 GHz.	36
Figura 15: Desempenho do sistema QPSK pré-filtrado, com e sem algoritmo MAP de decisão no receptor, para um filtro ótico passa-faixa de banda 28 GHz.	37
Figura 16: Desempenho do sistema QPSK pré-filtrado, com e sem algoritmo MAP de decisão no receptor, para um filtro ótico passa-faixa de banda 25 GHz.	37
Figura 17: Avaliação do impacto da pré-filtragem no desempenho do sistema DP-QPSK com relação ao requerimento de OSNR por taxa de erro (BER).....	38
Figura 18: Desempenho do sistema DP-QPSK pré-filtrado, com e sem algoritmo MAP de decisão no receptor, para um filtro ótico passa-faixa de banda 33 GHz.	39
Figura 19: Desempenho do sistema DP-QPSK pré-filtrado, com e sem algoritmo MAP de decisão no receptor, para um filtro ótico passa-faixa de banda 28 GHz.	40
Figura 20: Desempenho do sistema DP-QPSK pré-filtrado, com e sem algoritmo MAP de decisão no receptor, para um filtro ótico passa-faixa de banda 25 GHz.	40
Figura 21: Desempenho do sistema DP-QPSK pré-filtrado, com e sem algoritmo MAP de decisão no receptor, para um filtro ótico passa-faixa de banda 16.5 GHz.	41
Figura 22: Desempenho do sistema DP-QPSK pré-filtrado, com e sem algoritmo MAP de decisão no receptor, para um filtro ótico passa-faixa de banda 14 GHz.	41
Figura 23: Desempenho do sistema DP-QPSK pré-filtrado, com e sem algoritmo MAP de decisão no receptor, para um filtro ótico passa-faixa de banda 12.5 GHz.	42
Figura 24: Figura publicada no artigo de LI et al.: <i>Spectrally Efficient Quadrature Duobinary Coherent Systems With Symbol-Rate Digital Signal Processing</i> , 2011, onde a curva de desempenho BER por OSNR do formato DP-16QAM a 28 GBd obtida por simulação está traçada.	42

SUMÁRIO

Agradecimentos.....	v
Resumo	vii
Abstract.....	viii
Índice de Ilustrações	ix
Sumário.....	x
1 Introdução	11
2 Fundamentação Teórica.....	12
2.1 Transmissão ótica coerente	15
2.1.1 Princípio da detecção coerente.....	17
2.1.2 Ruído de amplificador ótico.....	19
2.1.3 Detecção coerente de sinais modulados em fase e quadratura.....	21
2.2 Transmissão ótica com diversidade de polarização	24
3 Escopo do problema e solução proposta.....	26
3.1 Pré-filtragem ótica	26
3.2 Efeitos da pré-filtragem ótica na transmissão.....	26
3.3 Algoritmo de decisão multi-símbolo	30
4 Material e métodos.....	31
4.1 Simulação de transmissão QPSK pré-filtrado	32
4.2 Simulação de transmissão DP-QPSK pré-filtrado	33
5 Resultados.....	35
5.1 Pré-filtragem com formato QPSK	36
5.2 Pré-Filtragem com formato DP-QPSK.....	38
6 Conclusão.....	43
Bibliografia.....	45

1 INTRODUÇÃO

Assim como a evolução dos meios de transporte foi decisiva para o desenvolvimento econômico no passado, hoje a abrangência e capacidade dos sistemas de telecomunicações tomam a frente como dois dos principais fatores de estímulo de crescimento numa economia globalizada (Mello, 2010). O acesso à internet banda larga pela população de um país é, atualmente, um parâmetro que implica no crescimento do seu produto interno bruto (PIB). Na segunda metade da década de 2000 observou-se um enorme crescimento e diversificação dos conteúdos multimídia disponíveis para acesso pelos usuários da rede, desde o compartilhamento de vídeos até o comércio online de músicas e filmes, surgimento das redes sociais, passando por aplicações destinadas à telefonia e videoconferência (Fonseca, 2011). Enfim, um vasto mercado se firmou, fazendo da internet um dos principais meios de *marketing*, comércio e entretenimento.

A rápida expansão dos serviços disponibilizados pela rede aos usuários induziu o aumento da demanda por taxas de transmissão maiores nos sistemas de telecomunicações, para que os mesmos consigam suportar o tráfego crescente de informação. A pressão pela “democratização” do acesso à web, reflexo do desejo de expansão do capital nela investido, faz com que países em desenvolvimento adotem programas de incentivo econômico para a reestruturação e ampliação da cobertura de serviço de suas malhas de telecomunicações, de forma a facilitar e reduzir o custo do acesso para a população, como é o caso do Brasil.

Esse fenômeno, por sua vez, pressiona as empresas de telecomunicações a modernizarem a estrutura de suas redes, tanto as de acesso como as de tráfego em grande escala (*backbone*). O investimento em pesquisa de novas tecnologias está aí inserido. Desse modo, existe um vasto campo de estudo em novos métodos e novos dispositivos que permitam que a capacidade de operação dos sistemas evolua acompanhando o aumento da sua demanda de serviço.

De forma clara, considerando o status de conhecimento atual e um horizonte de curto e médio prazo, apenas a tecnologia de comunicações óticas possui potencial para adaptar as redes de comunicação à demanda de serviço que as espera no futuro. Diante de tal perspectiva, muitos pesquisadores e muitas empresas e centros de pesquisa se

engajam no desenvolvimento das novas gerações de sistemas de comunicações óticas. O foco é direcionado para que estes se tornem cada vez mais eficientes do ponto de vista do aproveitamento da banda de transmissão disponível na fibra ótica e da maximização do alcance dos enlaces, no que toca às redes de *backbone*, e na diminuição dos custos das redes óticas de acesso.

No campo das transmissões óticas em altas taxas, recentemente surgiram trabalhos demonstrando experimentalmente a comunicação em taxas de transmissão de da ordem de 100 Gbits por segundo (Sinsky & Winzer, 2009), por canal WDM (*Wavelength Division Multiplexing*), utilizando esquemas de modulação coerentes e de maior eficiência espectral, comparados com o tradicional chaveamento liga-desliga OOK (*On-Off Keying*). Esses métodos permitem o tráfego de vários Terabits por segundo numa única fibra ótica, em enlaces que chegam atingir milhares de km com a atuação de amplificadores de sinal ótico. Taxas dessa magnitude trazem para os sistemas óticos a necessidade de lidar com restrição de banda e otimização de sua eficiência espectral. Por outro lado, o aumento da sofisticação na transmissão requer inevitavelmente a aplicação de diversas técnicas de processamento digital no tratamento do sinal no receptor (Boss, 2009), de forma a compensar os diversos efeitos inseridos pelo canal durante a propagação do sinal e as imperfeições dos dispositivos empregados na recepção coerente (Borne, 2008). Nesse sentido, ainda existem diversas questões em aberto, tanto nos métodos de transmissão quanto nos algoritmos de processamento digital de sinais.

2 FUNDAMENTAÇÃO TEÓRICA

A tecnologia de comunicações óticas é, como conhecida nos moldes atuais, relativamente recente. Seu desenvolvimento teve início na década de 1960 quando o funcionamento do laser foi demonstrado experimentalmente. Em 1966 sugeriu-se a fibra ótica como o meio mais adequado para confinamento de sinais óticos (Agrawal, 2002). Na década de 1970, os primeiros dispositivos lasers de semicondutores foram construídos. Aos poucos foram criados os primeiros sistemas, com capacidade fortemente limitada pelas altas perdas por atenuação na fibra e pelos grandes efeitos de

dispersão inseridos no sinal, devido principalmente ao número excessivo de modos guiados nas primeiras fibras fabricadas e aos largos espectros dos lasers da época.

Nos primeiros vinte anos após o surgimento do laser, os maiores avanços em comunicações óticas foram obtidos graças ao aperfeiçoamento dos materiais e dos processos de construção dos dispositivos, bem como das fibras. No caso das fibras, as perdas que eram da ordem de impraticáveis 1000 dB/km na década de 1960, chegaram a valores em torno de 0.2 dB/km na década de 1980 (Agrawal, 2002). O problema da dispersão intermodal foi superado com o advento das fibras de apenas um modo de propagação (monomodo) seguido do aparecimento dos lasers monomodo. Já a dispersão própria do modo de transmissão, ou dispersão intramodal, teve os efeitos reduzidos quando se começou a produzir fibras nas quais o comprimento de onda no qual a dispersão é mínima foi deslocado de 1.3 μm para a região em torno de 1.55 μm , onde a atenuação é mínima (Agrawal, 2002). No começo da década de 1990, sistemas operando a 10 Gb/s com enlaces que alcançavam por volta de 60-70 km estavam se tornando comerciais. Até essa época, a solução para transmissão entre grandes distâncias era instalar repetidores de sinal a cada 60-70 km. Estes repetidores faziam a recepção do sinal ótico atenuado, convertendo-o ao domínio elétrico, e o reconvertiam ao domínio ótico com o nível de potência restabelecido. Além de serem caros, esses elementos não eram “transparentes” aos métodos e taxas de transmissão, de forma que tinham que ser substituídos quando se alterava qualquer desses fatores no sistema.

Uma mudança no paradigma dos sistemas óticos ocorreu a partir do final da década de 1980, quando foram construídos os primeiros amplificadores óticos de fibra dopada a Érbio (*Erbium Doped Fiber Amplifier* - EDFA) (Ramaswami & Sivarajan, 2002). Além de permitirem de forma vantajosa a substituição dos repetidores, tornando o mecanismo de regeneração totalmente ótico, os EDFAs foram as alavancas para o desenvolvimento da tecnologia WDM, que permitiu o aumento da capacidade de transmissão dos enlaces mantendo a taxa básica de transmissão, porém incrementando o número de canais em cada fibra. Os EDFAs conseguem amplificar sinais óticos dentro de uma faixa de comprimentos de onda em torno de 1550 nm, região onde as perdas na fibra são menores.

A chegada do WDM promoveu uma revolução, dobrando a capacidade dos sistemas aproximadamente a cada seis meses e levando-os a transmissões em taxas de 10 Tb/s por volta de 2001 (Agrawal, 2002). Um único EDFA consegue dar um ganho de potência em dezenas de canais WDM passando pela mesma fibra, independentemente

da taxa de transmissão e do formato de modulação que estes possuam. Os EDFAs, juntamente com o WDM, tornaram a rede muito mais flexível, possibilitando o alargamento de sua capacidade sem que fosse preciso a onerosa e lenta disposição de novas fibras ou substituição dos repetidores de sinal. Desse modo, diminuiu-se o custo de atualização da tecnologia. Ao mesmo tempo, métodos para lidar com efeitos prejudiciais à transmissão foram estudados e adicionados aos sistemas de modo a minimizar efeitos não-lineares próprios da fibra ótica, a dispersão cromática, a interferência entre canais WDM (*crosstalk*), etc. O uso de WDM em redes de transporte de longa distância se tornou um grande sucesso, resolvendo rapidamente o problema de capacidade e com um custo bem menor comparado com as demais alternativas. Hoje, os sistemas de transmissão ótica WDM constituem o núcleo da rede global de Telecomunicações.

A *International Telecommunication Union – Telecommunication Standardization Sector* (ITU-T) normatizou os esquemas de multiplexação ótica WDM primeiramente pela recomendação G.692, *Optical Interfaces for Multichannel Systems with Optical Amplifiers*, separando os canais numa grade de frequências centrada em 193.100 THz (1552.524 nm) espaçados entre si por 100 GHz (~0.8 nm, em torno de 1550 nm). Como opcionais foram sugeridos espaçamentos de 50 GHz e 200 GHz (0.4 nm e 1.6 nm, respectivamente, em torno de 1550 nm). Em 2002, por meio das recomendações G.694.1 e G.694.2, a ITU definiu o padrão de espaçamento dos canais para sistemas DWDM (*Dense WDM*) e CWDM (*Coarse WDM*), respectivamente. Como DWDM foram classificados aqueles operando nas bandas S, C e L, com alto grau de qualidade de serviço em redes de alcance metropolitano (*Metro-Area Network – MAN*) e redes de grande abrangência geográfica (*Wide-Area Networks – WAN*) com espaçamentos na frequência entre os canais variando entre 12.5 GHz, 50 GHz e 100 GHz (ou, entre 0.1 nm e 0.8 nm, em torno de 1550 nm, equivalentemente). A grade de transmissão dos sistemas CWDM é composta de dezoito canais definidos dentro do intervalo de 1270 até 1610 nm, com espaçamento entre si de 20 nm, podendo ter uma variação de 2 nm. A distância alvo para o CWDM é 50 km em fibras monomodo.

Tradicionalmente, para sistemas WDM operando até 10 Gb/s, utilizavam-se apenas técnicas de modulação em amplitude. Contudo, para as novas gerações de sistemas WDM, com taxas de transmissão da ordem de 40 Gb/s, esse tipo de modulação possui características que o tornam inadequado aos padrões seguidos pelas redes atuais. Sinais óticos modulados em amplitude em geral possuem baixa eficiência espectral,

ocupando uma banda larga, resultando na necessidade de um espaçamento entre canais maior em sistemas WDM quando se eleva a taxa de transmissão. Além disso, requerem valores maiores de OSNR para manter o bom desempenho da transmissão e geram consideráveis efeitos não-lineares não-desejados (Borne, 2008).

Atualmente, a maioria dos sistemas WDM sendo pesquisados possuem espaçamento de 50 GHz entre canais. Para esse valor de espaçamento, a largura do espectro ótico não é um problema sério para que canais WDM de 10 Gb/s, ocupando uma banda de 20 GHz, sejam comutados sem prejuízos à integridade dos sinais nos multiplexadores óticos insere/deriva (*Optical Add/Drop Multiplexers – OADMs*) através da rede ótica. No entanto, já para canais a 40 Gb/s surge a necessidade de utilizar esquemas de modulação de maior eficiência espectral, de modo a compatibilizar o espectro dos sinais modulados com o espaçamento da grade de canais WDM definido pela ITU. Dessa forma, um grande esforço foi voltado para o estudo de formatos de modulação e técnicas de transmissão que oferecessem maior eficiência espectral. Nesse sentido, adentraram no cenário das comunicações óticas técnicas de transmissão digital coerentes juntamente com formatos avançados de modulação.

Nas seções 2.1 e 2.2 a transmissão ótica coerente com diversidade de polarização será abordada.

2.1 TRANSMISSÃO ÓTICA COERENTE

Um sistema de comunicações que utiliza transmissão ótica coerente pode ser descrito pelo modelo simplificado ilustrado na Figura 1. Uma portadora ótica oscilando em torno de 193 THz, gerada por um laser de onda contínua, é modulada digitalmente por uma sequência de bits de informação. Esse sinal trafega por um conjunto de enlaces de fibra ótica e chega ao receptor, onde é demodulado com o auxílio de um laser oscilador local, de mesma frequência que a portadora.

Sistemas óticos que utilizam formatos avançados de modulação possuem no transmissor um ou mais dispositivos atuando como moduladores óticos externos. Os mais comuns são os moduladores de fase (*Phase Modulator – PM*), moduladores de Mach-Zehnder (*Mach-Zehnder Modulator – MZM*) e os moduladores em fase e quadratura (*In phase – Quadrature Modulator – IQM*). O MZM é essencialmente um

modulador de amplitude. Moduladores IQM são construídos aliando moduladores MZM com moduladores PM.

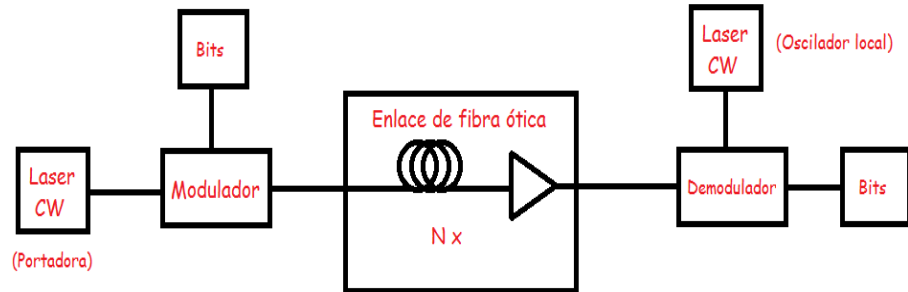


Figura 1: Modelo simplificado de um sistema com transmissão óptica coerente.

Abstraindo as características de construção dos dispositivos de modulação, podemos admitir a seguinte modelagem matemática no transmissor:

$$\mathbf{E}_s(t) = \mathbf{E}_c(t) \cdot \mathbf{m}(t), \quad (1)$$

onde $\mathbf{E}_c(t)$ representa o campo elétrico do laser de onda contínua com amplitude constante a ser modulado, $\mathbf{m}(t)$ o sinal modulante em banda básica, carregando informação na fase e na amplitude, e $\mathbf{E}_s(t)$ o campo elétrico do sinal modulado. Mais especificamente:

$$\mathbf{m}(t) = a(t) \cdot \exp[j\varphi(t)] = \sum_k a_k \cdot \exp(j\varphi_k) \cdot p(t - kT_s), \quad (2)$$

onde T_s é o período de símbolo, $p(t)$ o pulso base correspondente ao código de linha utilizado para representação elétrica da sequência binária de informação (NRZ, RZ, etc) e $a_k \cdot \exp(j\varphi_k)$ é a representação complexa do símbolo, dentre o conjunto de símbolos da constelação associada ao esquema de modulação utilizado, transmitido no instante kT_s .

Numa transmissão óptica com detecção coerente toda a informação do sinal ótico (amplitude, fase, frequência e polarização) é transferida para o domínio elétrico. Essa é uma característica atraente quando se trata do emprego de técnicas de modulação de alta ordem, pois reduz a complexidade requerida do hardware ótico e abre espaço para uma gama de técnicas de processamento de sinais que podem ser aplicadas diretamente por

circuitos elétricos ou através do processamento digital dos sinais. Receptores coerentes capturam mais informação do sinal receptado do que receptores não-coerentes. Tal informação pode ser usada no tratamento do sinal recebido de forma a compensar alguns dos efeitos danosos que podem acometê-lo durante a transmissão pela fibra ótica. Por possuírem uma estrutura ótica genérica, podem ser usados como receptores WDM sintonizáveis flexíveis, com uma separação de canais altamente seletiva.

2.1.1 PRINCÍPIO DA DETECÇÃO COERENTE

Um esquema básico de recepção coerente está ilustrado Figura 2

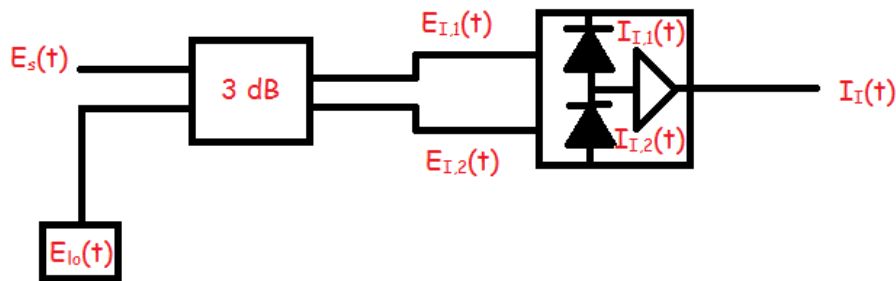


Figura 2: Princípio da detecção coerente

No esquema da Figura 2 tem-se uma estrutura de recepção ótica coerente onde o campo elétrico do sinal modulado $E_s(t)$ e o campo elétrico do laser oscilador local $E_{lo}(t)$ interferem entre si num acoplador 3 dB (Seimetz, 2009). Os campos elétricos do sinal e do oscilador local podem ser expressos, respectivamente, como nas equações (3) e (4):

$$E_s(t) = \sqrt{P_s} \cdot \exp[j(\omega_s t + \varphi_s)] \cdot a(t) \cdot \exp[j\varphi(t)] \cdot \exp[j\varphi_{n_s}(t)] \cdot e_s, \quad (3)$$

$$E_{lo}(t) = \sqrt{P_{lo}} \cdot \exp[j(\omega_{lo} t + \varphi_{lo})] \cdot \exp[j\varphi_{n_{lo}}(t)] \cdot e_{lo}, \quad (4)$$

onde, respectivamente à portadora e oscilador local, P_s e P_{lo} representam as potências de saída dos lasers de onda contínua [W], ω_s e ω_{lo} são as frequências angulares [rad/s], φ_s e φ_{lo} são os ângulos de fase iniciais, φ_{n_s} e $\varphi_{n_{lo}}$ representam o ruído de fase dos lasers. Por fim, os vetores que indicam o estado de polarização de cada laser são

expressos por \mathbf{e}_s e \mathbf{e}_{lo} . A relação entre entrada e saída do acoplador 3 dB, sem perdas, pode ser expressa pela equação (5):

$$\begin{bmatrix} \mathbf{E}_{I,1}(t) \\ \mathbf{E}_{I,2}(t) \end{bmatrix} = \frac{1}{\sqrt{2}} \begin{bmatrix} 1 & j \\ j & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \mathbf{E}_s(t) \\ \mathbf{E}_{lo}(t) \end{bmatrix}. \quad (5)$$

Uma propriedade do acoplador 3dB é que o deslocamento de fase relativo experimentado por ambos os campos de entrada é $\pi/2$ na saída superior e $-\pi/2$ na saída inferior. Portanto, a diferença entre estes desvios relativos de fase é π .

Temos, desse modo, as expressões das correntes em cada fotodetector dadas pelas equações (6) e (7), nas quais R representa a responsividade do fotodetector [A/W] e os termos i_{sh} indicam as correntes de ruído balístico (*shot noise*) [A] de cada dispositivo. Por fim, a corrente de saída do dispositivo de detecção balanceada é expressa pela equação (8), na qual nota-se que a amplitude da mesma depende diretamente dos valores de fase e amplitude sinal modulado.

$$\begin{aligned} I_{I,1}(t) &= \frac{1}{2} R \cdot |\mathbf{E}_{I,1}(t)|^2 = \frac{1}{2} R \cdot (\mathbf{E}_s + j\mathbf{E}_{lo}) \cdot (\mathbf{E}_s + j\mathbf{E}_{lo})^* \\ &= \frac{1}{2} R P_s \cdot a^2(t) + \frac{1}{2} R P_{lo} + i_{sh_1} \\ &+ R \sqrt{P_s P_{lo}} \cdot a(t) \cdot \mathbf{e}_s \cdot \mathbf{e}_{lo} \cdot \sin [\Delta\omega t + \varphi_n(t) + \varphi_0 + \varphi(t)], \end{aligned} \quad (6)$$

$$\begin{aligned} I_{I,2}(t) &= \frac{1}{2} R \cdot |\mathbf{E}_{I,2}(t)|^2 = \frac{1}{2} R \cdot (j\mathbf{E}_s + \mathbf{E}_{lo}) \cdot (j\mathbf{E}_s + \mathbf{E}_{lo})^* \\ &= \frac{1}{2} R P_s \cdot a^2(t) + \frac{1}{2} R P_{lo} + i_{sh_2} \\ &- R \sqrt{P_s P_{lo}} \cdot a(t) \cdot \mathbf{e}_s \cdot \mathbf{e}_{lo} \cdot \sin [\Delta\omega t + \varphi_n(t) + \varphi_0 + \varphi(t)], \end{aligned} \quad (7)$$

$$\begin{aligned} I_I(t) &= I_{I,1}(t) - I_{I,2}(t) \\ &= 2R \sqrt{P_s P_{lo}} \cdot a(t) \cdot \mathbf{e}_s \cdot \mathbf{e}_{lo} \cdot \sin [\Delta\omega t + \varphi_n(t) + \varphi_0 + \varphi(t)] + i_{sh}. \end{aligned} \quad (8)$$

Nas equações (6) a (8) os temos as seguintes relações implícitas: $\Delta\omega = \omega_s - \omega_{lo}$, $\varphi_n(t) = \varphi_{n_s}(t) - \varphi_{n_{lo}}(t)$, $\varphi_0 = \varphi_s - \varphi_{lo}$. Denota-se ainda $i_{sh} = i_{sh_1} - i_{sh_2}$ como o

ruído balístico total na fotocorrente após a detecção balanceada, cuja variância é dada por $\sigma_{sh}^2 = \sigma_{sh1}^2 + \sigma_{sh2}^2$ quando se assume que o ruído é descorrelacionado entre os fotodiodos (Seimetz, 2009).

Na equação (8) temos a corrente elétrica $I_I(t)$ resultante na saída da estrutura ilustrada na Figura 2. Vemos que, à exceção do termo de ruído i_{sh} e dos parâmetros próprios do sistema, como potência de saída e estados de polarização dos lasers da portadora e do oscilador local, ela depende diretamente da amplitude $a(t)$ e fase $\varphi(t)$ do sinal modulante. Desse modo, toda a informação modulada na portadora é transferida para $I_I(t)$. A amplitude máxima de $I_I(t)$ depende diretamente da raiz do produto entre as potências do sinal recebido e do oscilador local, ou seja, a sensibilidade do receptor depende do valor de potência disponível na saída do oscilador local.

A variância do desvio aleatório de fase devido a todo o ruído de fase de laser dentro de um intervalo de tempo τ , $\Delta\varphi_n(t) = \varphi_n(t) - \varphi_n(t - \tau)$, pode ser expressa como na equação (9) (Seimetz, 2009),

$$\langle \Delta\varphi_n^2(\tau) \rangle = 2\pi\Delta\nu_{eff}|\tau|, \quad (9)$$

onde $\Delta\nu_{eff}$ é a largura de linha do batimento, dada pela soma da largura de linha do laser do transmissor $\Delta\nu_s$ com a largura de linha do laser oscilador local $\Delta\nu_{lo}$,

$$\Delta\nu_{eff} = \Delta\nu_s + \Delta\nu_{lo}. \quad (10)$$

Para sistemas coerentes, pequenos desvios percentuais entre as frequências de oscilação da portadora e do oscilador local implicam em podem levar a até alguns GHz de diferença, fazendo a constelação de símbolos recebidos girar em torno da origem do plano complexo. Esse efeito será tanto mais severo quanto maiores forem as larguras de linha dos lasers. Tal fenômeno exige que o receptor possua algum mecanismo que consiga compensar esse desvio de frequência.

2.1.2 RUÍDO DE AMPLIFICADOR ÓTICO

Os amplificadores óticos tornaram-se componentes essenciais nos sistemas de comunicações óticas de alto desempenho, sendo indispensáveis em qualquer sistema de transmissão ótica à longa distância. Uma série de fatores contribuiu para que os EDFAs

assumissem o papel principal na amplificação ótica nos sistemas atuais (Ramaswami & Sivarajan, 2002):

- Disponibilidade de lasers semicondutores de bombeio de alta potência compactos e confiáveis;
- O fato de ser um dispositivo feito completamente de fibra, o que o faz operar independente da polarização do sinal e facilita o acoplamento da luz dentro e fora dele;
- Simplicidade do dispositivo;
- O fato do EDFA não introduzir nenhuma interferência entre canais (*crosstalk*) quando amplifica sinais WDM.

Por outro lado, o mecanismo de amplificação ótica também é o responsável pela adição do principal limitante de desempenho de sistemas operando sobre enlaces com amplificação ótica: o ruído de amplificação ótica, mais conhecido como ASE (*Amplified Spontaneous Emission*, ou emissão espontânea amplificada).

Simplificadamente, a ASE se origina pelo fato de o amplificador atuar não só sobre o sinal de entrada, mas também amplificar sinais espúrios oriundos da emissão espontânea de fótons do próprio material que o constitui. A ASE se acumula junto com o sinal ao longo do enlace de transmissão a cada trecho de amplificação, degradando a qualidade do sinal ótico. A ASE na maioria das análises pode ser modelada como um ruído aditivo gaussiano branco. O parâmetro mais comum utilizando para dimensionar o grau de degradação do sinal pela ASE é conhecido como razão sinal/ruído ótica (*Optical Signal to Noise Ratio – OSNR*), definida como a razão entre a potência média do sinal $P_{s,m}$ e a potência do ruído P_{N_0} , com relação a um intervalo de espectro definido. A OSNR é geralmente expressa em dB, de acordo com a equação (11),

$$OSNR_{dB} = 10 \cdot \log(P_{s,m}/P_{N_0}) \quad (11)$$

O desempenho de um sistema que emprega transmissão ótica depende diretamente do valor da OSNR na entrada do receptor. Normalmente a OSNR é

referenciada sobre uma largura de espectro de 0.1 nm centrada no comprimento de onda da portadora.

2.1.3 DETECÇÃO COERENTE DE SINAIS MODULADOS EM FASE E QUADRATURA

Um dispositivo de importância fundamental em receptores coerentes é a “híbrida”. Dentre as híbridas, a mais comum é a chamada híbrida $2 \times 4 \text{ } 90^\circ$, cujo bloco funcional está ilustrado na Figura 3.



Figura 3: Bloco funcional de uma híbrida $2 \times 4 \text{ } 90^\circ$.

A híbrida é uma componente de asseverada importância em receptores óticos para modulações de ordem elevada porque permite a detecção dos componentes I e Q de um sinal ótico. Pode ser usada em receptores coerentes para sobrepor o sinal de entrada com a portadora gerada pelo oscilador local. Definindo-se as entradas da híbrida $2 \times 4 \text{ } 90^\circ$ como

$$\mathbf{E}_{in_1}(t) = |\mathbf{E}_{in_1}(t)| \cdot \exp[j\varphi_1(t)], \quad \mathbf{E}_{in_2}(t) = |\mathbf{E}_{in_2}(t)| \cdot \exp[j\varphi_2(t)], \quad (12)$$

temos as potências que são desejadas nas quatro saídas do dispositivo ($n = 0, 1, 2, 3$) dadas por (Seimetz, 2009):

$$P_{out_n}(t) = \mathbf{E}_{out_n}(t) \cdot \mathbf{E}_{out_n}^*(t) = \frac{1}{4} |\mathbf{E}_{in_1}(t)|^2 + \frac{1}{4} |\mathbf{E}_{in_2}(t)|^2 + \frac{1}{2} |\mathbf{E}_{in_1}(t)| |\mathbf{E}_{in_2}(t)| \cdot \cos [\varphi_1(t) - \varphi_2(t) - n \cdot 90^\circ + \psi], \quad (13)$$

onde ψ é um deslocamento de fase arbitrário, considerando que as fases dos sinais de entrada também são arbitrárias. Pode-se observar em (13) que os termos de batimento de dois sinais de saída adjacentes estão em quadratura (devido ao termo múltiplo de 90°

no argumento do cosseno), respectivamente, e os dois sinais de saída restantes podem ser usados para fazer uma detecção balanceada, pois estão defasados de π [ver equação (5)] em relação aos dois primeiros, respectivamente. A propriedade da quadratura pode ser explorada para a detecção coerente de componentes I e Q de sinais modulados em alta ordem. Para prover as potências de saída desejadas especificadas pela equação (13), a híbrida 2×4 90° (quando considerada um dispositivo sem perdas com uniformidade ideal) deve exibir a função de transferência de campo (Seimetz, 2009):

$$\begin{bmatrix} \mathbf{E}_{out_0}(t) \\ \mathbf{E}_{out_1}(t) \\ \mathbf{E}_{out_2}(t) \\ \mathbf{E}_{out_3}(t) \end{bmatrix} = \frac{1}{2} \begin{bmatrix} e^{j\psi_{11}} & e^{j\psi_{12}} \\ e^{j\psi_{21}} & je^{j\psi_{22}} \\ e^{j\psi_{31}} & -e^{j\psi_{32}} \\ e^{j\psi_{41}} & -je^{j\psi_{42}} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} \mathbf{E}_{in_1}(t) \\ \mathbf{E}_{in_2}(t) \end{bmatrix}, \quad (14)$$

onde os coeficientes de fase $\psi_{11} \dots \psi_{42}$ devem satisfazer as condições

$$\psi_{11} - \psi_{12} = \psi_{21} - \psi_{22} = \psi_{31} - \psi_{32} = \psi_{41} - \psi_{42} = \psi \quad (15)$$

Pela razão de que a diferença dos desvios de fase relativos entre os campos adicionados na entrada e os quatro campos de saída é n vezes 90° , esta componente é denominada híbrida de 90° . Existem diversas maneiras de construir uma híbrida 2×4 90° . As híbridas utilizadas nas simulações desse trabalho foram modeladas de acordo com o esquema mostrado na Figura 4.

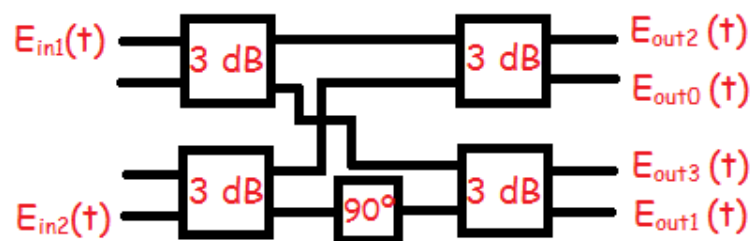


Figura 4: Híbrida 2×4 90° construída com quatro acopladores 3 dB e um atrasador de fase óptico de 90° .

Um exemplo de interface responsável pela recepção coerente de um sinal óptico modulado em fase e quadratura utilizando uma híbrida 2×4 90° está ilustrado na Figura 5.

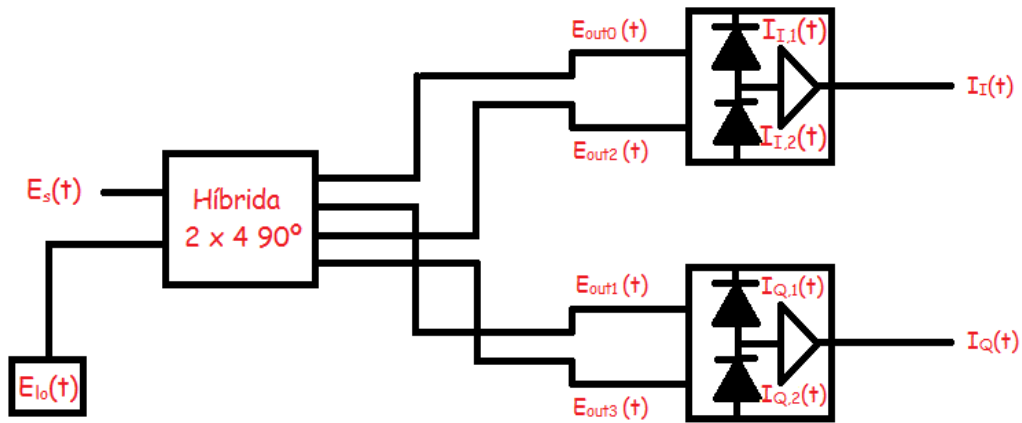


Figura 5: Interface de recepção óptica coerente utilizando híbrida 2x4 90° e detecção balanceada.

Considerando que o desvio de fase ψ na equação (15) é nulo, pode-se descrever o processo de recepção descrito na Figura 5 a partir da equação (14) como sendo

$$\begin{bmatrix} \mathbf{E}_{out_0}(t) \\ \mathbf{E}_{out_1}(t) \\ \mathbf{E}_{out_2}(t) \\ \mathbf{E}_{out_3}(t) \end{bmatrix} = \frac{1}{2} \begin{bmatrix} \mathbf{E}_s(t) & \mathbf{E}_{lo}(t) \\ \mathbf{E}_s(t) & j\mathbf{E}_{lo}(t) \\ \mathbf{E}_s(t) & -\mathbf{E}_{lo}(t) \\ \mathbf{E}_s(t) & -j\mathbf{E}_{lo}(t) \end{bmatrix}. \quad (16)$$

Pela equação (16) obtêm-se os campos nas saídas da híbrida. Estes, quando direcionados em pares defasados de 180° ($\mathbf{E}_{out_0}(t), \mathbf{E}_{out_2}(t)$ e $\mathbf{E}_{out_1}(t), \mathbf{E}_{out_3}(t)$) aos fotodetectores balanceados, darão origem às correntes expressas nas equações (17) e (18):

$$\begin{aligned} I_I(t) &= R \cdot |\mathbf{E}_{out_0}(t)|^2 - R \cdot |\mathbf{E}_{out_2}(t)|^2 \\ &= R \cdot \mathbf{E}_{out_0}(t) \cdot \mathbf{E}_{out_0}^*(t) - R \cdot \mathbf{E}_{out_2}(t) \cdot \mathbf{E}_{out_2}^*(t) \\ &= R \cdot \sqrt{P_s P_{lo}} \cdot a(t) \mathbf{e}_s \mathbf{e}_{lo} \cos[\Delta\omega t + \varphi_n(t) + \varphi_0 + \varphi(t)] + i_{sh_I} \end{aligned} \quad (17)$$

$$\begin{aligned} I_Q(t) &= R \cdot |\mathbf{E}_{out_1}(t)|^2 - R \cdot |\mathbf{E}_{out_3}(t)|^2 \\ &= R \cdot \mathbf{E}_{out_1}(t) \cdot \mathbf{E}_{out_1}^*(t) - R \cdot \mathbf{E}_{out_3}(t) \cdot \mathbf{E}_{out_3}^*(t) \\ &= R \cdot \sqrt{P_s P_{lo}} \cdot a(t) \mathbf{e}_s \mathbf{e}_{lo} \sin[\Delta\omega t + \varphi_n(t) + \varphi_0 + \varphi(t)] + i_{sh_Q} \end{aligned} \quad (18)$$

onde i_{sh_I} e i_{sh_Q} são as fotocorrentes equivalentes em cada braço de fotodetecção balanceada, oriundas do ruído balístico. As equações (17) e (18) são semelhantes à equação (8).

A estrutura ilustrada na Figura 5 é a padrão para detecção coerente de sinais modulados em fase e quadratura. Seu funcionamento é limitado pelo tempo de resposta, “responsividade” (R) dos fotodetectores balanceados e pelo ruído que estes adicionam ao sinal.

2.2 TRANSMISSÃO ÓTICA COM DIVERSIDADE DE POLARIZAÇÃO

Tradicionalmente utiliza-se a amplitude, a fase ou a frequência dos sinais eletromagnéticos como variáveis responsáveis por carregar a informação modulada. Entretanto, no caso das comunicações óticas, a natureza das portadoras e do canal de propagação permite a adição de outra variável capaz de levar informação: a polarização do sinal. Isso se tornou possível graças ao invento de dispositivos óticos capazes de manipular estados de polarização e separar diferentes polarizações de um mesmo sinal.

A ideia da transmissão com diversidade de polarização é gerar um sinal que carrega informação distinta em dois ou mais estados de polarização. O receptor deve ser capaz de separar e tratar cada polarização, de forma a recuperar a informação transmitida em cada uma.

Quando se dispõe de diversidade de polarização em esquemas de modulação avançados para sistemas óticos faz-se uso, no receptor, de elementos capazes de separar tanto as polarizações como os componentes modulados em fase (I) e quadratura (Q) de cada uma. A recepção com diversidade de polarização é realizada por separadores de polarização óticos (*Polarization Beam Splitters* – PBS). Um sinal ótico que chega à entrada de um PBS com um estado arbitrário de polarização é dividido em dois feixes proporcionalmente à potência correspondente às direções de referência do PBS (Seimetz, 2009). Cada sinal de polarização distinta é, então, direcionado à entrada de uma híbrida seguida de fotodetectores balanceados, onde a detecção das componentes em fase e quadratura do sinal é feita.

Em 2008 o OIF (*Optical Internetworking Forum*) definiu um formato de modulação com diversidade de polarização como padrão para a transmissão coerente a 100 Gb/s em enlaces de longa distância, o DP-QPSK (*Dual Polarization - QPSK*). Um diagrama funcional de um modulador DP-QPSK está ilustrado na Figura 6.

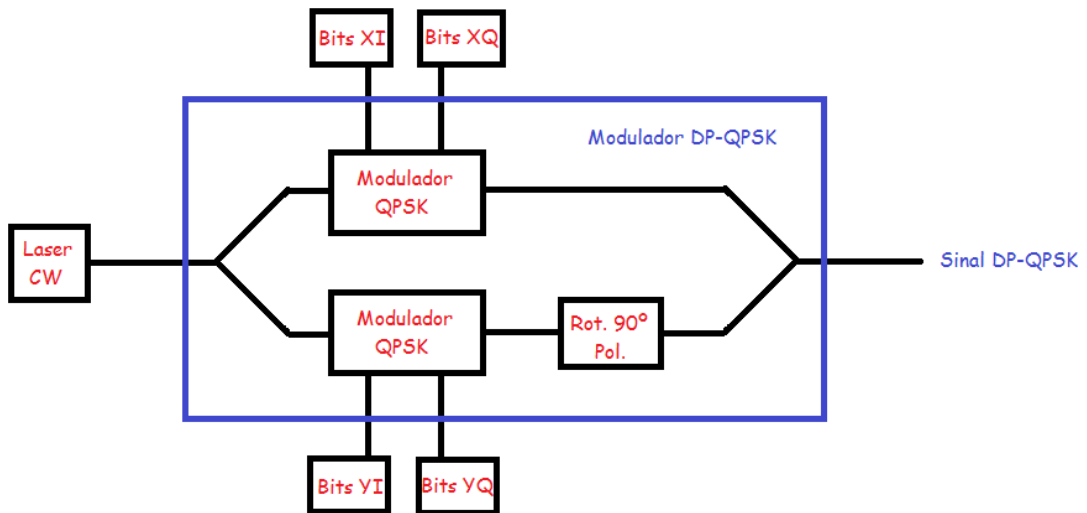


Figura 6: Diagrama esquemático de um modulador DP-QPSK.

Um modulador DP-QPSK, como se percebe na Figura 6, é dado pela conjunção de dois moduladores QPSK e um rotacionador de polarização de 90° . A saída do modulador é um sinal com duas polarizações em quadratura (horizontal e vertical, ou X e Y), cada uma modulada com um sinal QPSK. Na Figura 7 vê-se uma das possíveis representações em três dimensões da constelação DP-QPSK.

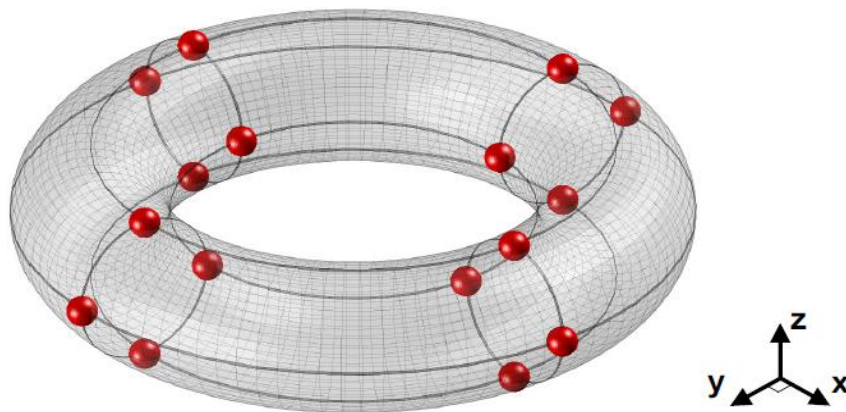


Figura 7: Representação tri-dimensional em forma de toro da constelação DP-QPSK. Retirada de (Borne, 2008).

Nesse esse esquema de modulação são modulados quatro bits por símbolo transmitido. Dessa forma, numa transmissão a 112 Gb/s, requer-se uma taxa de símbolos de 28 giga símbolos/s (28 GBaud ou 28 GBd), ou seja, um sistema eletrônico que opere com um *clock* de 28 GHz, considerado alcançável perto dos limites da

tecnologia eletrônica atual. Observando a Figura 6, um sinal DP-QPSK será gerado a uma taxa de 112 Gb/s se as quatro entradas do modulador receberem sequências a uma taxa de 28 Gb/s. Uma taxa de 112 Gb/s na camada física se traduz numa taxa efetiva de informação de 100 Gb/s, quando se considera, aproximadamente, 7% de sobrecarga adicionada pelos códigos corretores de erro e 4% de sobrecarga do padrão Ethernet.

3 ESCOPO DO PROBLEMA E SOLUÇÃO PROPOSTA

Como já explicitado anteriormente, hoje o foco das pesquisas aplicadas no desenvolvimento da estrutura de transmissão ótica, na camada física das redes de alta capacidade, está direcionada ao incremento da eficiência espectral do sistema. Esta seção focar-se-á na técnica de pré-filtragem ótica para aumento da eficiência espectral.

3.1 PRÉ-FILTRAGEM ÓTICA

Em alguns trabalhos publicados entre meados de 2010 e o primeiro semestre de 2011 foram mostrados resultados de simulação e experimentais de validação de um novo método para aumentar a eficiência espectral de esquemas de transmissão ótica em taxas da ordem de 100 Gb/s (Cai J.-X. , et al., 2010). A ideia principal é reduzir a banda de ocupação do sinal modulado, através da filtragem do mesmo na saída do modulador, e tentar compensar a penalidade que a interferência inter-simbólica causará no desempenho da transmissão utilizando um algoritmo de decisão MAP multi-símbolo.

3.2 EFEITOS DA PRÉ-FILTRAGEM ÓTICA NA TRANSMISSÃO.

É sabido, pela teoria de Fourier, que dado um sinal correspondente uma sequência de pulsos no tempo e seu espectro no domínio da frequência, ao se aplicar este sinal na entrada de um filtro linear, cuja largura da faixa de passagem seja suficiente estreita para suprimir os componentes de mais altas frequências do sinal de entrada, obter-se-á na saída um sinal com transições entre pulsos mais lentas. Em outras

palavras, o filtro fará com que os pulsos do sinal de entrada se espalhem no tempo. Quando essa sequência de pulsos corresponde na verdade a uma sequência de símbolos enviados numa transmissão digital, o efeito da filtragem é denominado de interferência entre símbolos (*Intersymbol Interference* – ISI).

A ISI é um fenômeno que tende a prejudicar o desempenho do sistema, pois na sua presença o receptor detectará a sobreposição da energia de mais de um símbolo, o que pode levar diretamente a erros ou a uma diminuição da OSNR nos instantes de decisão. Comparando as figuras 8 e 9, pode-se perceber qualitativamente o tipo de efeito que a pré-filtragem óptica acarreta na sequência de pulsos que chega ao receptor.

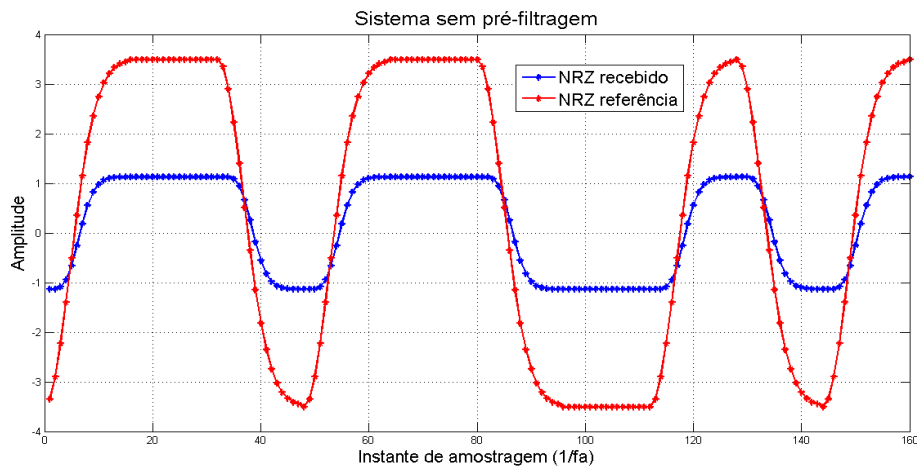


Figura 8: Sequência de pulsos NRZ transmitida e recuperada num sistema sem pré-filtragem.

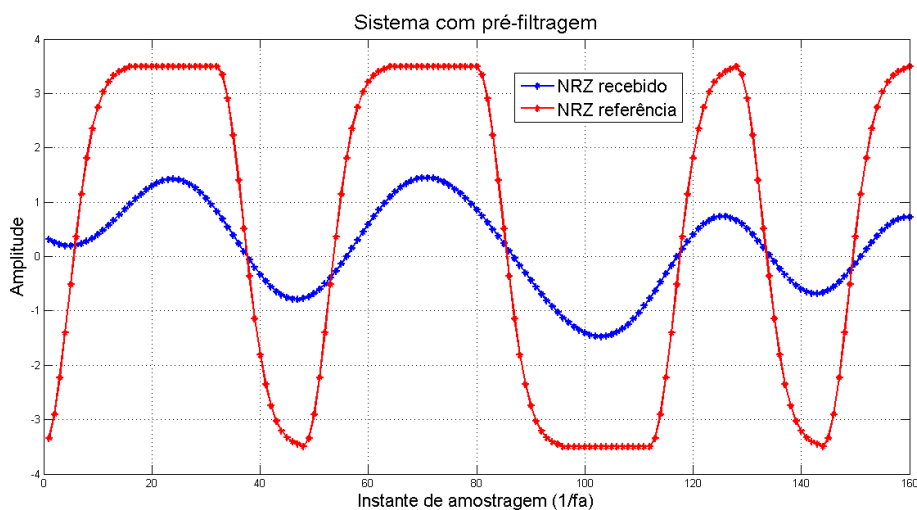


Figura 9: Sequência de pulsos transmitida e recuperada num sistema com pré-filtragem.

Na Figura 8 verifica-se a caracterização de um sistema “ideal” (sem ruído) sem pré-filtragem. Nela se percebe que os pulsos que chegam ao receptor guardam a mesma amplitude em relação ao nível nulo, o que indica uma OSNR estável na recepção. Diferentemente, na Figura 9, vemos que os pulsos do sinal recuperado possuem uma distância do nível zero que varia de acordo com a sequência de pulsos transmitida. Admitindo um modelo simples de resposta ao impulso finita (*Finite Impulse Response* - FIR) para o sistema linear que representa o filtro na saída do transmissor e considerando que a ISI é limitada a três períodos de símbolo, podemos escrever:

$$s(k) = a_k \cdot p(k) + a_{k-1} \cdot p(k-1) + a_{k-2} \cdot p(k-2), \quad (19)$$

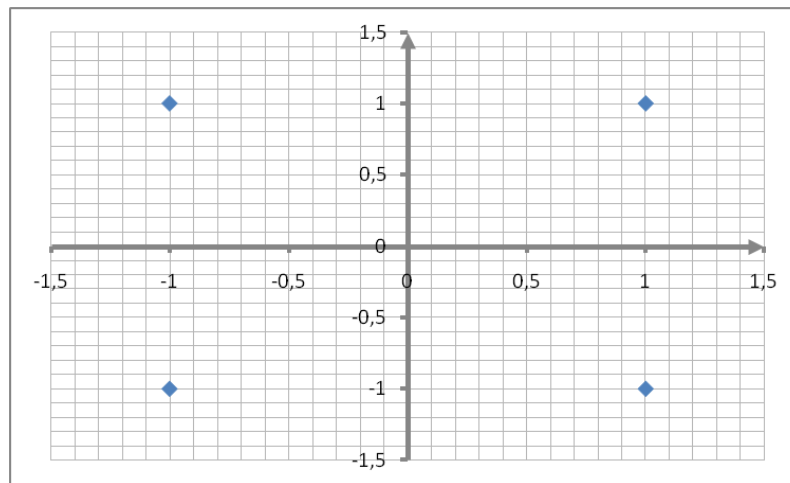
onde $s(k)$ corresponde à sequência de pulsos NRZ amostrada no instante $t_a = kT_s - T_s/2$, com $k = 1, 2, \dots$, T_s é o período de símbolo e $p(k)$ é o pulso transmitido no instante $t = (k-1) \cdot T_s$, com $k = 1, 2, \dots$ ($p(t) = 0$, se $t < 0$). Na Tabela 1 temos um exemplo de aplicação do modelo da equação (19), admitindo $a_k = 1$, $a_{k-1} = 0,2$ e $a_{k-2} = 0,05$.

Tabela 1: Ilustração da influência da filtragem no valor da amplitude do sinal amostrado $s(k)$ na saída do filtro, com relação à sequência de pulsos transmitidos em três períodos de símbolo seguidos.

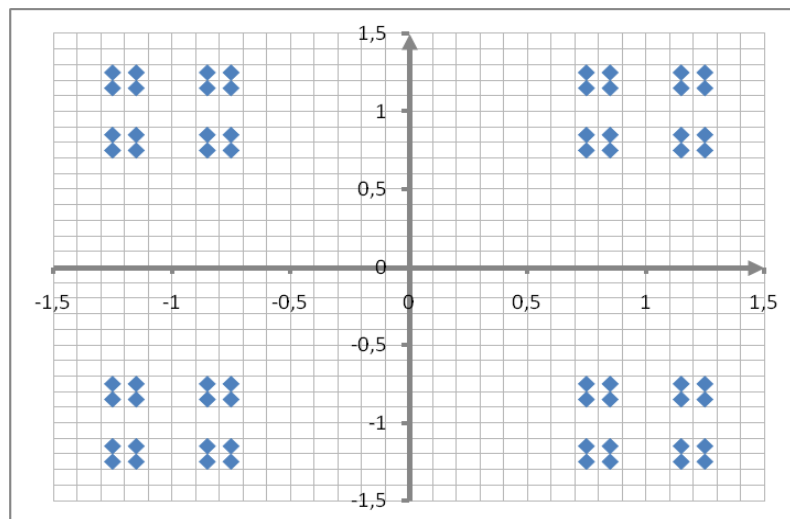
Bit (k)	Bit (k-1)	Bit (k-2)	p(k)	p(k-1)	p(k-2)	s(k)
0	0	0	-1	-1	-1	-1,25
0	0	1	-1	-1	1	-1,15
0	1	0	-1	1	-1	-0,85
0	1	1	-1	1	1	-0,75
1	0	0	1	-1	-1	0,75
1	0	1	1	-1	1	0,85
1	1	0	1	1	-1	1,15
1	1	1	1	1	1	1,25

Observando-se a última coluna da Tabela 1 nota-se, como esperado, que a amplitude do sinal no instante de amostragem do pulso $p(k)$ depende de que pulsos estão imediatamente antes dele, ou seja, a ISI estabeleceu uma memória na amplitude do sinal da sequência recebida, correlacionando trechos de pulsos adjacentes na sequência. Na

Figura 10 observa-se o efeito da filtragem descrito na Tabela 1, agora em duas dimensões, na constelação QPSK transmitida



(a)



(b)

Figura 10: Constelação QPSK antes (a) e após (b) o efeito da filtragem mostrado na Tabela 1.

Claramente, quanto mais o sinal for filtrado, mais os pulsos se alargam no tempo e a ISI correlacionará trechos maiores. Ao mesmo tempo, a penalidade causada à OSNR será cada vez maior, exigindo uma maior potência de sinal recebido, dado um valor de potência do ruído, para a manutenção do desempenho do sistema.

Dessa forma, o uso da pré-filtragem como método de aumento da eficiência espectral é apenas viável se o impacto da ISI na degradação da OSNR requerida ao sinal recuperado for limitado o suficiente para que o sistema possa operar dentro de condições aceitáveis. Nesse sentido, o que se busca é uma forma de minimizar a

influência da ISI no desempenho do sistema. Na próxima seção, descreve-se o algoritmo proposto para a mitigação dos efeitos da ISI.

3.3 ALGORITMO DE DECISÃO MULTI-SÍMBOLO

A forma clássica de reduzir ao mínimo possível os efeitos nocivos da ISI é utilizar a memória, que a mesma induz ao correlacionar intervalos de símbolos adjacentes da sequência transmitida, como auxílio no momento em que o receptor decide que símbolo foi o recebido. Isso significa considerar a informação de mais de um período de símbolo no algoritmo de decisão. O algoritmo descrito nesta seção foi desenvolvido com base nessa ideia.

O algoritmo de decisão foi construído considerando dois cenários de ISI: no primeiro caso a energia de um pulso se espalha por três períodos de símbolo consecutivos; no segundo caso a correlação ocorre entre cinco símbolos consecutivos. Considerando o primeiro caso, temos o seguinte funcionamento do algoritmo:

- Em cada entrada do modulador é posta uma sequência de bits conhecida pelo receptor;
- O sinal modulado com estas sequências de treinamento é filtrado e transmitido ao receptor;
- O receptor, por sua vez, compara uma janela de três pulsos consecutivos da sequência detectada de sinal com ISI com a sequência de bits transmitida correspondente. A partir dessa comparação o receptor cria uma tabela associando cada uma das oito sequências possíveis de três bits transmitidos com a sequência dos três valores médios de sinal detectados pelo receptor, respectivamente. Com isso, o receptor determina como a filtragem correlaciona os pulsos e estima qual é a entrada correspondente para cada conjunto de valores médios de amplitude da saída, em três intervalos de símbolo consecutivos;
- Uma vez construída a tabela, o algoritmo a emprega num esquema de decisão bit a bit por mínima distância entre as amostras da sequência recebida numa janela de três períodos de símbolo e as entradas da tabela.

Na Tabela 2 temos um exemplo de como o algoritmo associa os valores médios de sinal amostrados na entrada do receptor com os possíveis trechos de três bits transmitidos na sequência pseudo-aleatória.

Tabela 2: Exemplo de uma tabela de valores médios de sinal estimados na entrada do receptor associados a trechos de três bits da sequência de treinamento pseudo-aleatória.

Bits de treinamento			Amplitude média estimada de sinal na saída do filtro		
Bit(k)	Bit(k-1)	Bit(k-2)	s(k)	s(k-1)	s(k-2)
0	0	0	-2,40	-2,51	-2,05
0	0	1	-2,60	-1,45	1,85
0	1	0	-1,35	1,43	-2,02
0	1	1	-1,55	2,49	1,87
1	0	0	1,54	-2,47	-1,99
1	0	1	1,34	-1,43	2,01
1	1	0	2,58	1,47	-1,98
1	1	1	2,39	2,49	2,03

O algoritmo para o caso de cinco períodos de símbolo segue diretamente do caso descrito para três períodos.

4 MATERIAL E MÉTODOS

Assim como definido nos objetivos deste trabalho, o mesmo se focou em estabelecer, na forma de simulação numérica, um sistema de comunicação ótica operando com um formato avançado de modulação digital utilizando um esquema de pré-filtragem do sinal na saída do transmissor, suprimindo percentagem considerável do espectro gerado e, por sua vez, induzindo interferência entre os símbolos (ISI) da sequência transmitida. No receptor, um algoritmo MAP de decisão seria especificado de forma utilizar informação da memória criada pela ISI no canal para contornar a penalidade inserida na filtragem.

Para estruturar virtualmente o sistema em estudo utilizou-se o software *Optiwave OptiSystemTM*. Esta plataforma dispõe de bibliotecas contendo blocos pré-programados com modelos matemáticos de dispositivos reais que simulam

numericamente o funcionamento destes. Todo o sistema, excetuando-se o a parte do tratamento digital dos sinais recuperados no receptor, foi especificado no *OptiSystemTM*.

Os dados gerados nas simulações do *OptiSystemTM* foram utilizados como base para o desenvolvimento do algoritmo de decisão MAP, tarefa executada com o software *Mathworks MATLABTM*.

4.1 SIMULAÇÃO DE TRANSMISSÃO QPSK PRÉ-FILTRADO

As primeiras simulações foram realizadas utilizando o formato de modulação QPSK, por simplicidade de estruturação do sistema e tratamento dos dados com o algoritmo de decisão multi-símbolo.

Tem-se a seguinte descrição para esquemático de simulação QPSK com pré-filtragem, como ilustrado na Figura 11: duas sequências binárias pseudo-aleatórias, em fase (I) e quadratura (Q), são geradas a uma taxa de 28 Gb/s e convertidas em sequências de pulsos elétricos NRZ, cada uma com banda elétrica de 28 GHz. A potência de saída de um laser de onda contínua é dividida entre os dois braços do modulador QPSK de modo a fornecer a portadora ótica a ser modulada, cuja frequência situa-se em torno de 193 THz. Cada um dos sinais elétricos é aplicado num braço do modulador QPSK. Os dois braços deste dispositivo são constituídos por moduladores de Mach-Zehnder, cujos pontos de operação foram escolhidos de modo que as portadoras óticas moduladas em cada braço estejam em quadratura. Os sinais óticos em quadratura são somados por meio de um dispositivo que combina suas potências num único sinal ótico, modulado digitalmente com o formato QPSK, possuindo uma banda de 56 GHz.

O sinal modulado QPSK é, então, filtrado por um filtro passa-faixa centrado na frequência da portadora. A ASE de um EDFA sem sinal de entrada é adicionada ao sinal QPSK pré-filtrado de forma que, pelo ajuste da potência do laser de bombeio do amplificador, é possível controlar a OSNR do sinal ótico que chega à entrada do receptor. No receptor é feito o “batimento” na híbrida 2x4 90° do sinal modulado com o laser oscilador local, de mesma frequência que a portadora modulada. Duas a duas, as saídas da híbrida são as entradas dos dois fotodetectores balanceados, cujas saídas são os sinais elétricos que seriam os equivalentes aos sinais elétricos NRZ na entrada do modulador. As duas sequências de bits transmitidas, juntamente com os sinais elétricos

na saída dos fotodetectores balanceados são salvos, de modo a serem utilizados pelo algoritmo de processamento no MATLAB.

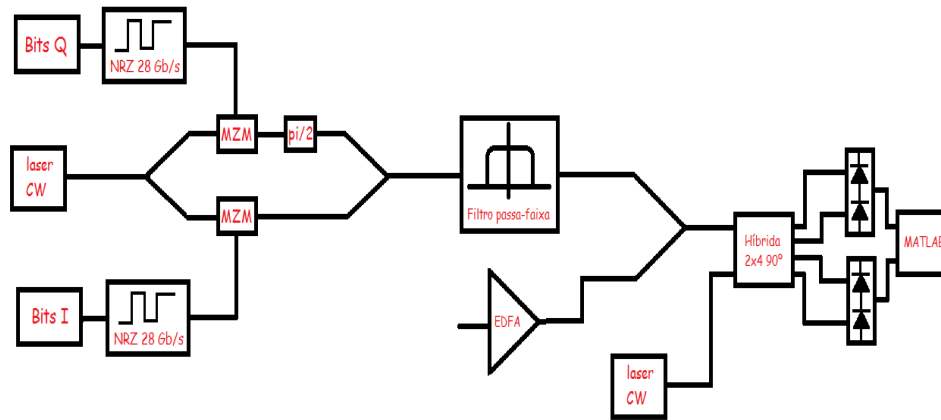


Figura 11: Representação em blocos do sistema utilizado na simulação QPSK.

A largura de banda do filtro foi variada nas simulações, para efeito de análise.

4.2 SIMULAÇÃO DE TRANSMISSÃO DP-QPSK PRÉ-FILTRADO

Após a avaliação positiva dos primeiros resultados em simulação com o formato QPSK, o trabalho evoluiu para uma segunda etapa: abordagem do formato de modulação DP-QPSK. Na sequência temos uma descrição da simulação DP-QPSK com pré-filtragem, de acordo com o esquema ilustrado na Figura 12:

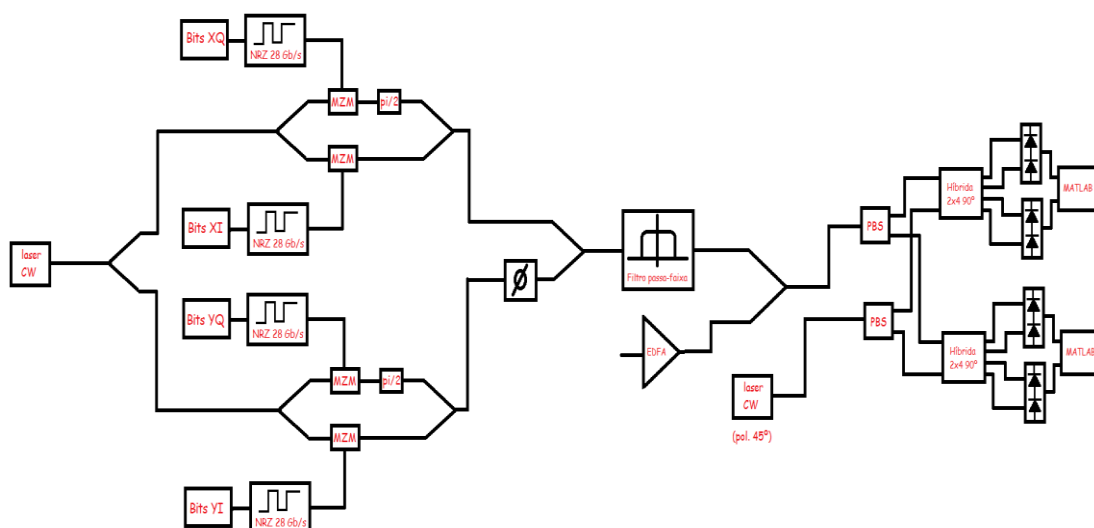


Figura 12: Representação em blocos do sistema utilizado na simulação DP-QPSK.

No ambiente do *Optiwave*, quatro sequências binárias pseudo-aleatórias (XI, XQ, YI, YQ) são geradas a uma taxa de 28 Gb/s e convertidas em sequências de pulsos elétricos NRZ, cada uma com banda elétrica de 28 GHz. Cada par de sequências de pulsos (X e Y) é direcionada a um modulador QPSK. Cada modulador QPSK recebe na entrada ótica metade da potência de uma portadora ótica gerada por um laser de onda contínua, cuja frequência situa-se em torno de 193 THz. Os moduladores QPSK atuam sobre a portadora ótica de entrada por meio de dois moduladores de Mach-Zehnder, com pontos de operação escolhidos de modo que os sinais modulados por cada Mach-Zehnder estejam em quadratura. A saída ótica de um dos moduladores QPSK tem o seu estado de polarização rotacionado de 90°. Os dois sinais QPSK, agora cada um num estado de polarização distinta, são somados para gerar o sinal DP-QPSK, possuindo um espectro ótico de banda 56 GHz.

O sinal modulado DP-QPSK é, então, filtrado por um filtro gaussiano passa-faixa centrado na frequência da portadora. Na Figura 13 temos um gráfico ilustrativo do espectro sinal modulado antes e depois da pré-filtragem na saída do transmissor

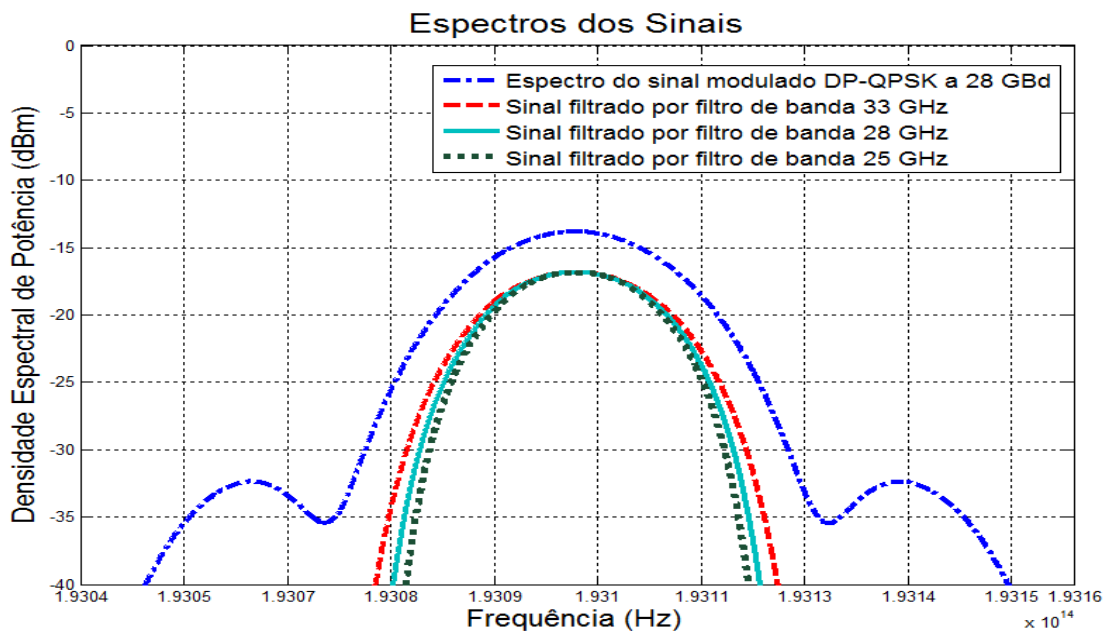


Figura 13: Ilustração do Espectro do sinal modulado DP-QPSK em 28 GBd e dos espectros do mesmo após a pré-filtragem na saída do transmissor.

Ao sinal DP-QPSK pré-filtrado é adicionada a ASE de um EDFA sem sinal de entrada, de forma que, pelo ajuste da potência do laser de bombeio do amplificador, é

possível controlar a OSNR do sinal ótico que chega à entrada do receptor. No receptor é feita a separação das polarizações do sinal, por meio de um PBS, com a posterior recepção coerente de cada uma através do batimento numa híbrida 2×4 90° do sinal recebido com o laser oscilador local, de mesma frequência que a portadora modulada. Duas a duas, as saídas das híbridas são as entradas dos fotodetectores balanceados, cujas saídas são os sinais elétricos correspondentes aos sinais elétricos NRZ na entrada do modulador. As quatro sequências de bits transmitidas, juntamente com os sinais elétricos na saída dos fotodetectores balanceados são salvos, de modo a serem utilizados pelo algoritmo de processamento no MATLAB.

As simulações foram feitas para seis valores de banda de passagem dos filtros óticos (33 GHz, 28 GHz, 25 GHz, 16.5 GHz, 14 GHz e 12.5 GHz), variando o valor da OSNR na recepção entre 14 e 32 dB (res. 0.1 nm). Nestas simulações as larguras de linha dos lasers foram desconsideradas, admitindo-se todas nulas, bem como a diferença de fase entre o oscilador local e a portadora transmitida, de modo a ser possível avaliar o desempenho do algoritmo de decisão MAP multi-símbolo sem precisar dispor de um algoritmo de correção de desvio de frequência e de fase do oscilador local.

Em cada simulação, foi transmitido um total de 1.048.576 bits dos quais, os primeiros mil corresponderam à sequência de treinamento utilizada no algoritmo de decisão multi-símbolo. As simulações que foram feitas utilizaram o modelo de um filtro ótico passa-faixa gaussiano de terceira ordem (para as bandas de passagem 33 GHz, 28 GHz e 25 GHz) e de primeira ordem (para as bandas de passagem 16.5 GHz, 14 GHz e 12.5 GHz), por serem estes perfis mais próximos dos filtros reais.

5 RESULTADOS

As simulações descritas no Capítulo 4 foram realizadas de modo que gerassem resultados que permitissem avaliar o desempenho de um sistema utilizando pré-filtragem com relação à banda de filtragem, no modelo do filtro utilizado na simulação, e com relação ao valor da OSNR requerida para obter-se uma taxa de erro abaixo do limite típico permitido pelos códigos corretores (limite FEC) num sistema real em operação.

5.1 PRÉ-FILTRAGEM COM FORMATO QPSK

Nas figuras 14, 15 e 16 estão traçadas as curvas de desempenho do sistema em termos de taxa de erro de bits contada (BER) por razão sinal/ruído ótica na entrada do receptor (OSNR), para cada banda de filtragem ótica utilizada nas simulações. As curvas com legenda “sem filtragem” se referem ao sistema original sem utilização da técnica de pré-filtragem. As curvas com a legenda “sem algoritmo” indicam o desempenho do sistema com pré-filtragem, mas sem algoritmo de decisão MAP na recepção. Por fim, as curvas referidas por “com algoritmo de 3 *Taps*” indicam a curva de desempenho obtida utilizando três períodos de símbolo no algoritmo de decisão MAP da recepção.

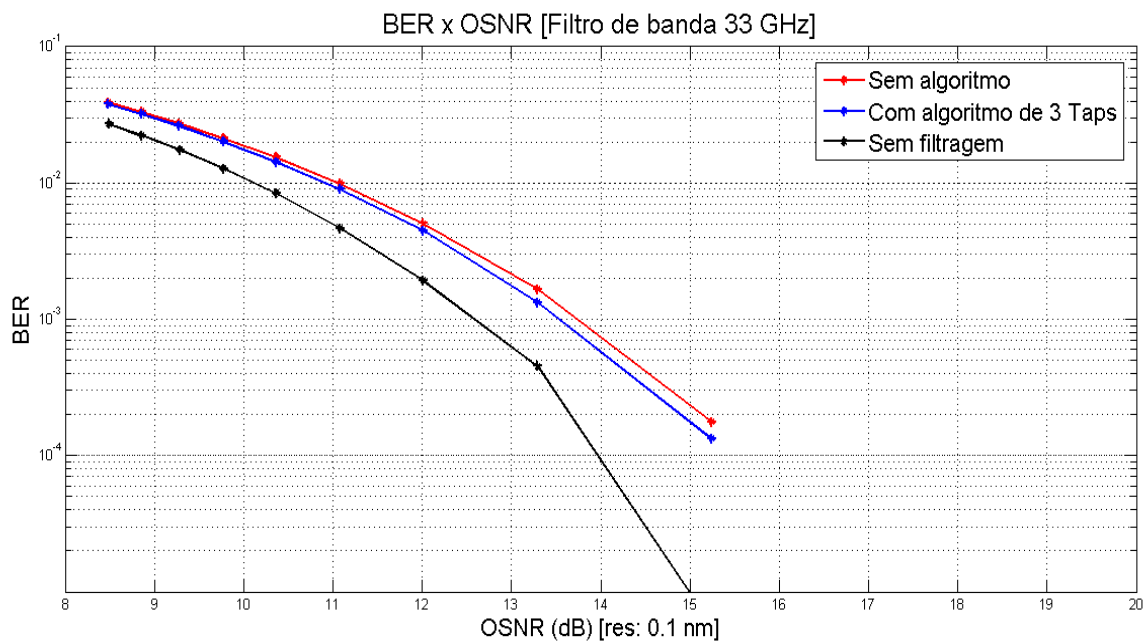


Figura 14: Desempenho do sistema QPSK pré-filtrado, com e sem algoritmo MAP de decisão no receptor, para um filtro ótico passa-faixa de banda 33 GHz.

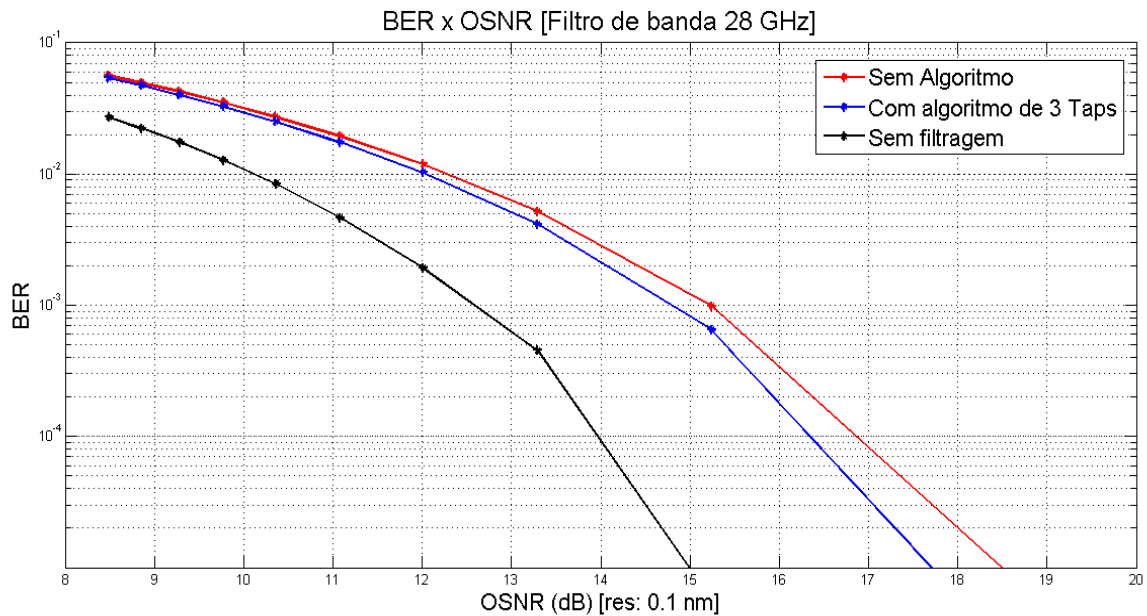


Figura 15: Desempenho do sistema QPSK pré-filtrado, com e sem algoritmo MAP de decisão no receptor, para um filtro óptico passa-faixa de banda 28 GHz.

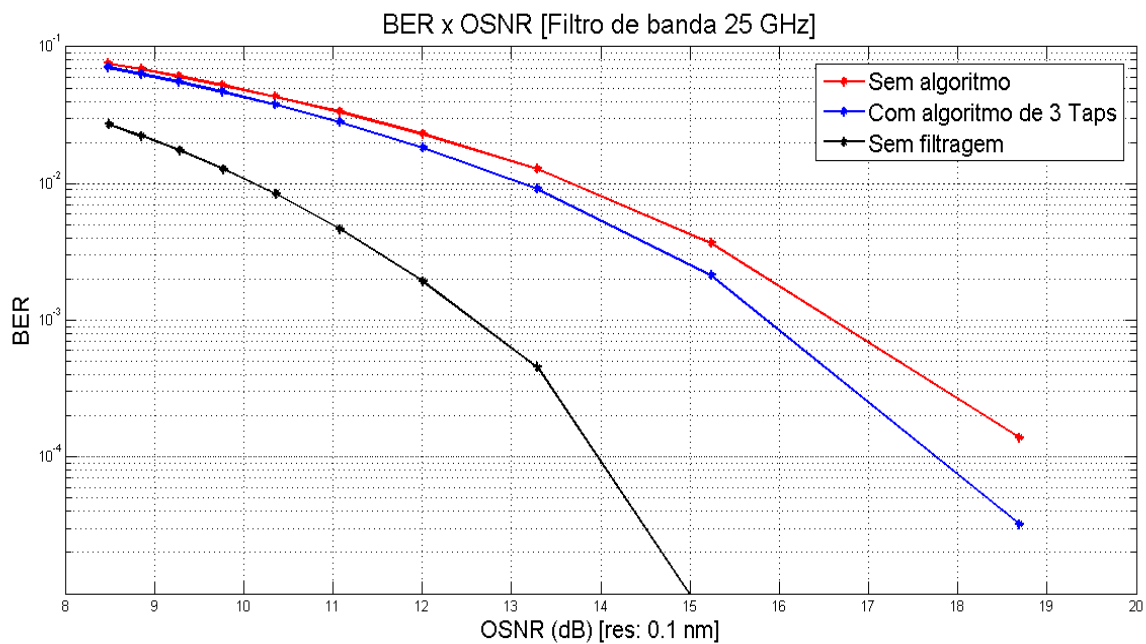


Figura 16: Desempenho do sistema QPSK pré-filtrado, com e sem algoritmo MAP de decisão no receptor, para um filtro óptico passa-faixa de banda 25 GHz.

Analisando as figuras 14, 15 e 16, constata-se que a pré-filtragem impõe uma piora de desempenho, em relação ao sistema sem pré-filtragem, em termos de OSNR requerida para uma dada BER de referência. Entretanto, esse efeito era esperado, uma vez que o sistema com pré-filtragem possui uma eficiência espectral maior que o

sistema original. Também se vê que o algoritmo de decisão multi-símbolo melhora o desempenho da recepção na medida em que a banda do filtro na transmissão é estreitada e mais a ISI correlaciona trechos das sequências de pulsos.

5.2 PRÉ-FILTRAGEM COM FORMATO DP-QPSK

O impacto da filtragem no desempenho do sistema em termos de OSNR requerida por taxa de erro (BER) nas simulações está ilustrado na Figura 17.

Como esperado, quanto menor a banda do filtro, maior a penalidade de desempenho inserida pela interferência entre símbolos. Na Tabela 3 estão listados os valores de OSNR, com relação à banda de filtragem segundo os resultados das simulações, necessários para alcançar o limite FEC, estipulado numa taxa de erros de 10^{-3} .

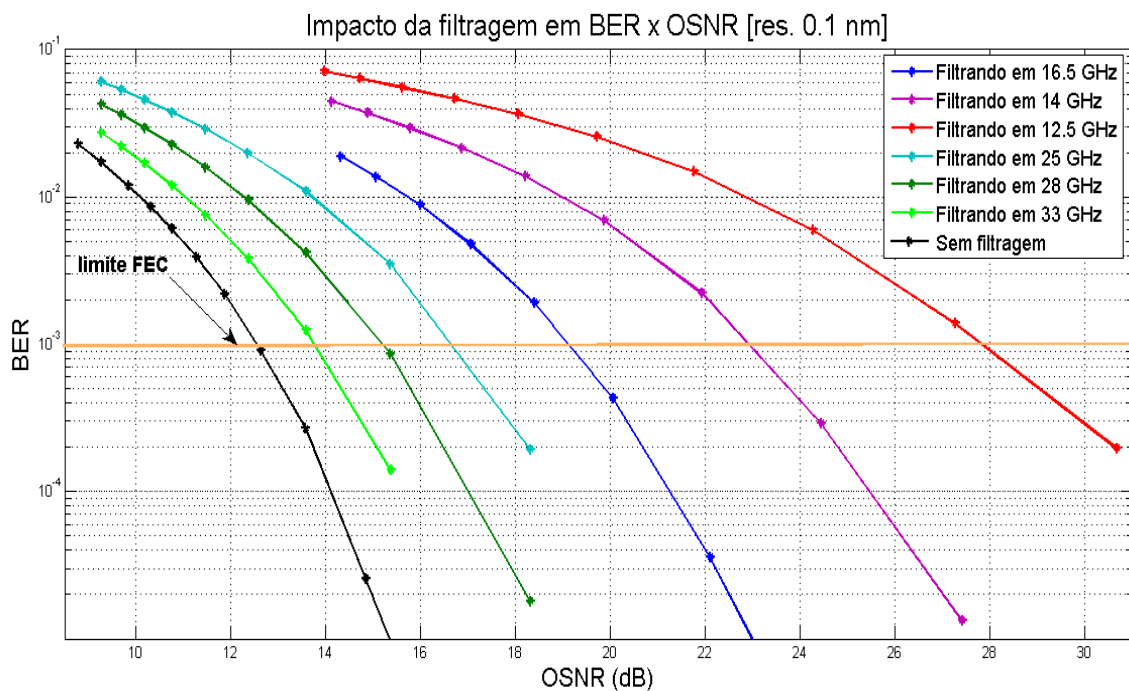


Figura 17: Avaliação do impacto da pré-filtragem no desempenho do sistema DP-QPSK com relação ao requerimento de OSNR por taxa de erro (BER).

Tabela 3: Relação de valores de OSNR no cruzamento do limite FEC da BER para cada banda de filtragem do sinal ótico e a penalidade de OSNR inserida pela filtragem.

Banda da Filtragem	OSNR no limite FEC	Penalidade inserida
Sem filtragem	12.6 dB	-
33 GHz	13.8 dB	1.2 dB
28 GHz	15.3 dB	2.7 dB
25 GHz	16.7 dB	4.1 dB
16.5 GHz	19.3 dB	6.7 dB
14 GHz	22.9 dB	10.3 dB
12.5 GHz	27.8 dB	15.2 dB

Nas figuras 18 a 23 estão traçadas as curvas de desempenho em BER por OSNR para os seis casos simulados de sistemas DP-QPSK com pré-filtragem na transmissão. Os gráficos são demarcados com uma linha horizontal de limite FEC, explicitando o requerimento mínimo de desempenho de um sistema real.

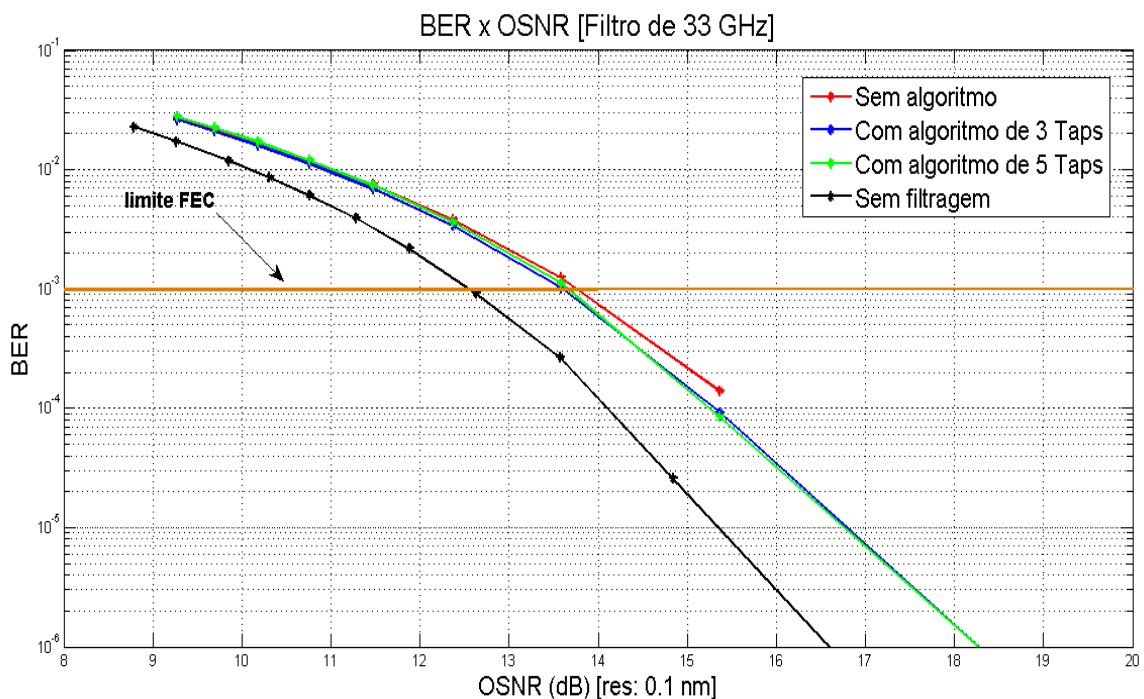


Figura 18: Desempenho do sistema DP-QPSK pré-filtrado, com e sem algoritmo MAP de decisão no receptor, para um filtro ótico passa-faixa de banda 33 GHz.

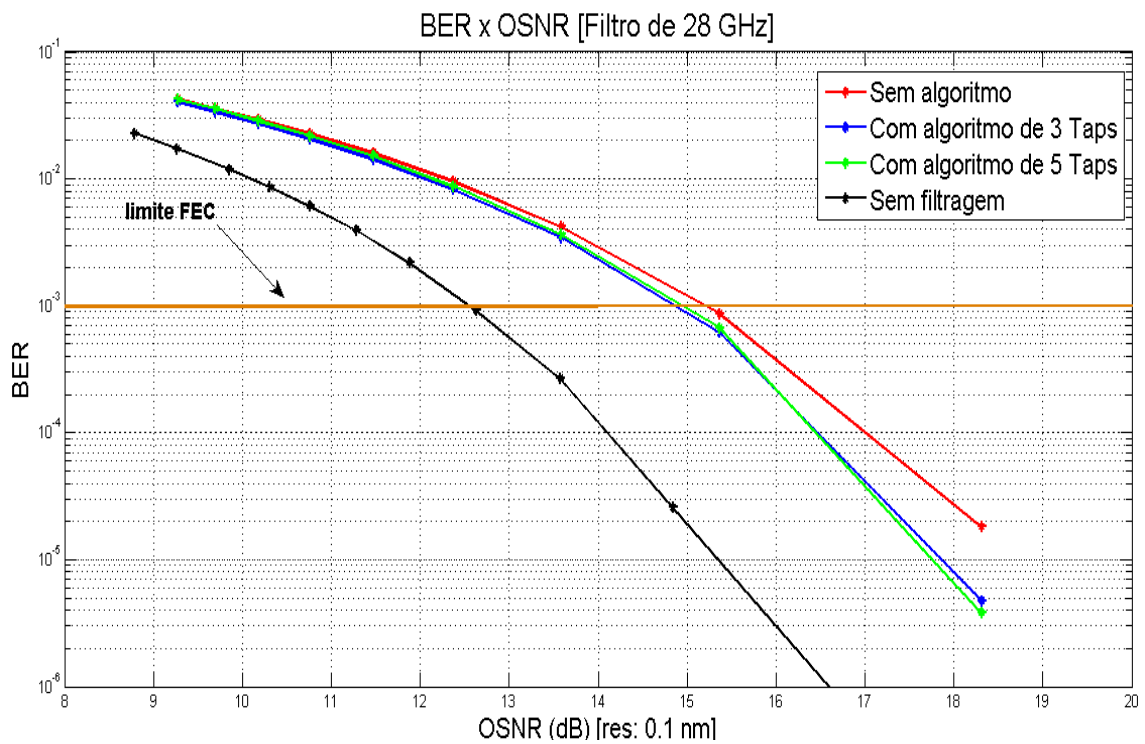


Figura 19: Desempenho do sistema DP-QPSK pré-filtrado, com e sem algoritmo MAP de decisão no receptor, para um filtro óptico passa-faixa de banda 28 GHz.

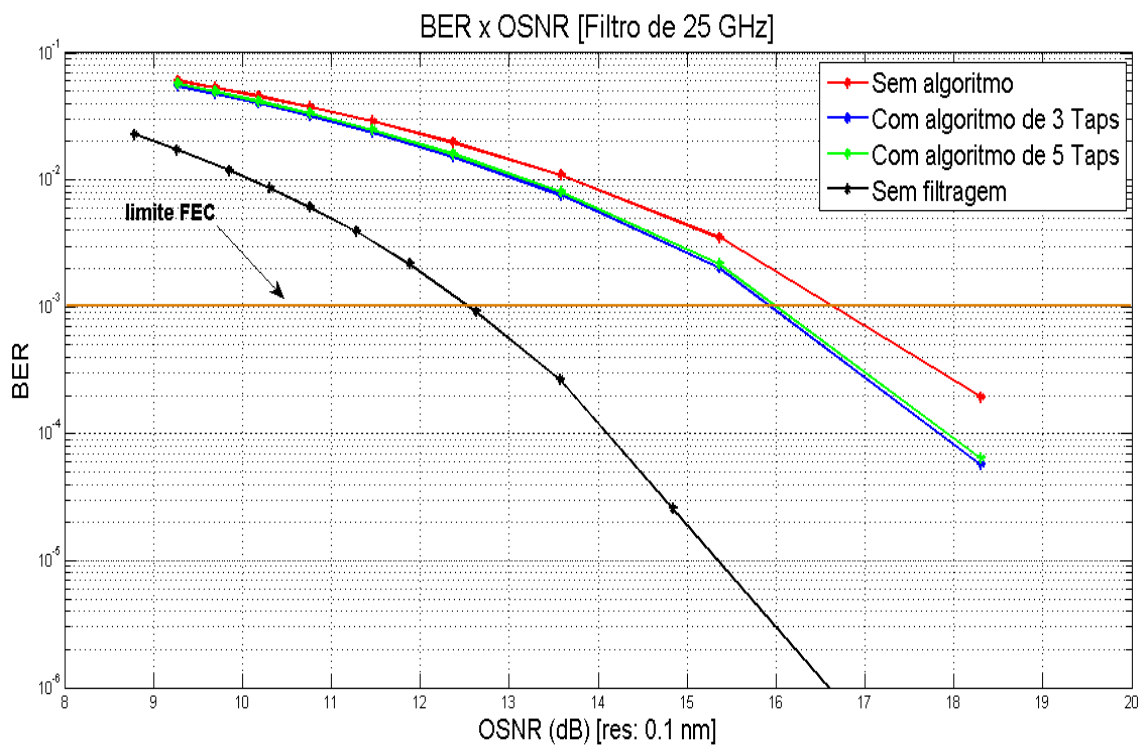


Figura 20: Desempenho do sistema DP-QPSK pré-filtrado, com e sem algoritmo MAP de decisão no receptor, para um filtro óptico passa-faixa de banda 25 GHz.

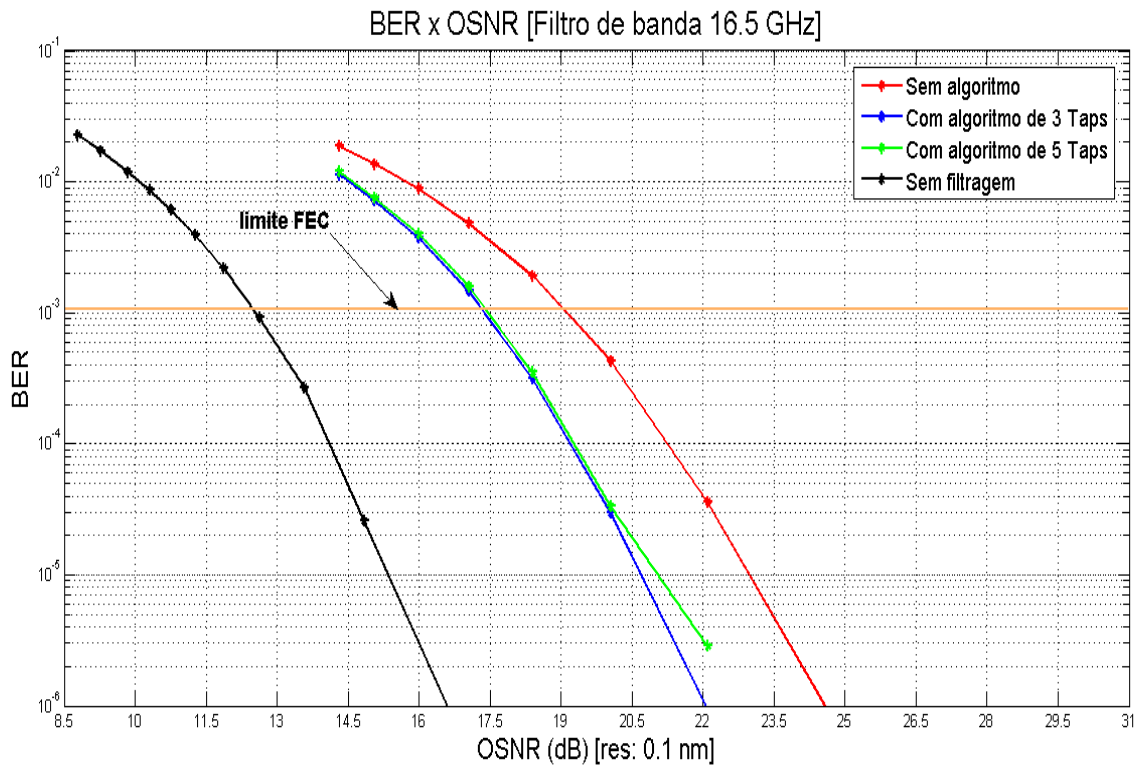


Figura 21: Desempenho do sistema DP-QPSK pré-filtrado, com e sem algoritmo MAP de decisão no receptor, para um filtro ótico passa-faixa de banda 16.5 GHz.

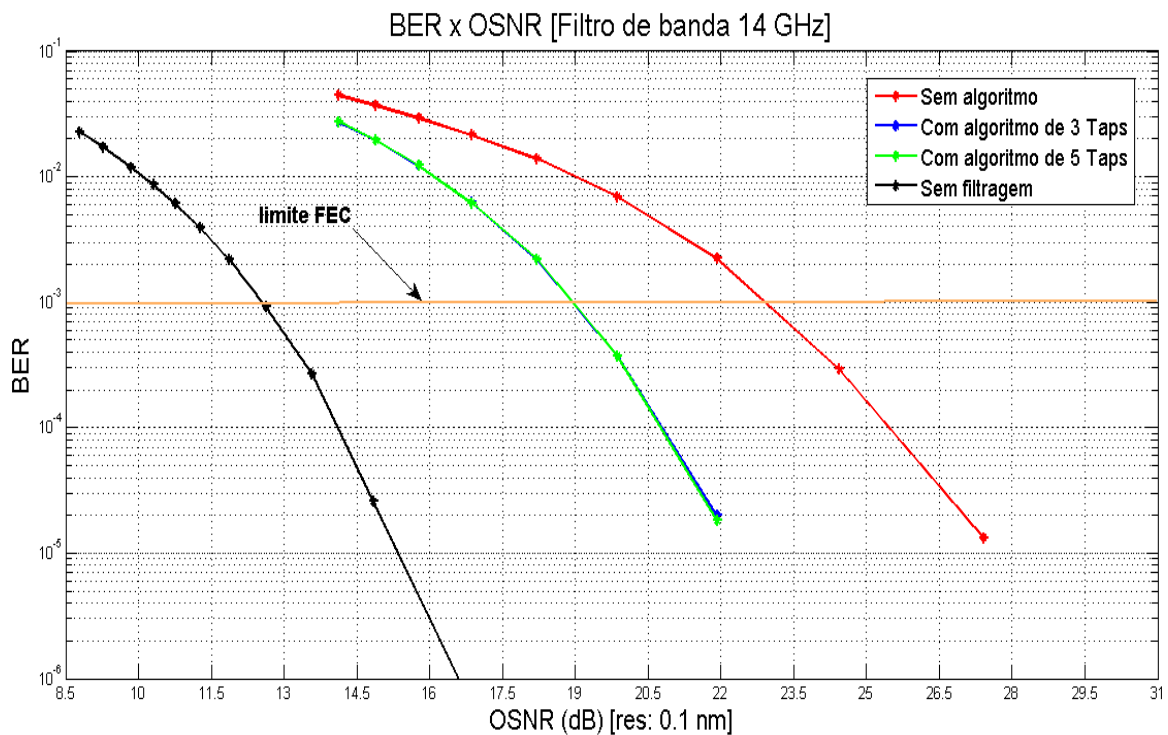


Figura 22: Desempenho do sistema DP-QPSK pré-filtrado, com e sem algoritmo MAP de decisão no receptor, para um filtro ótico passa-faixa de banda 14 GHz.

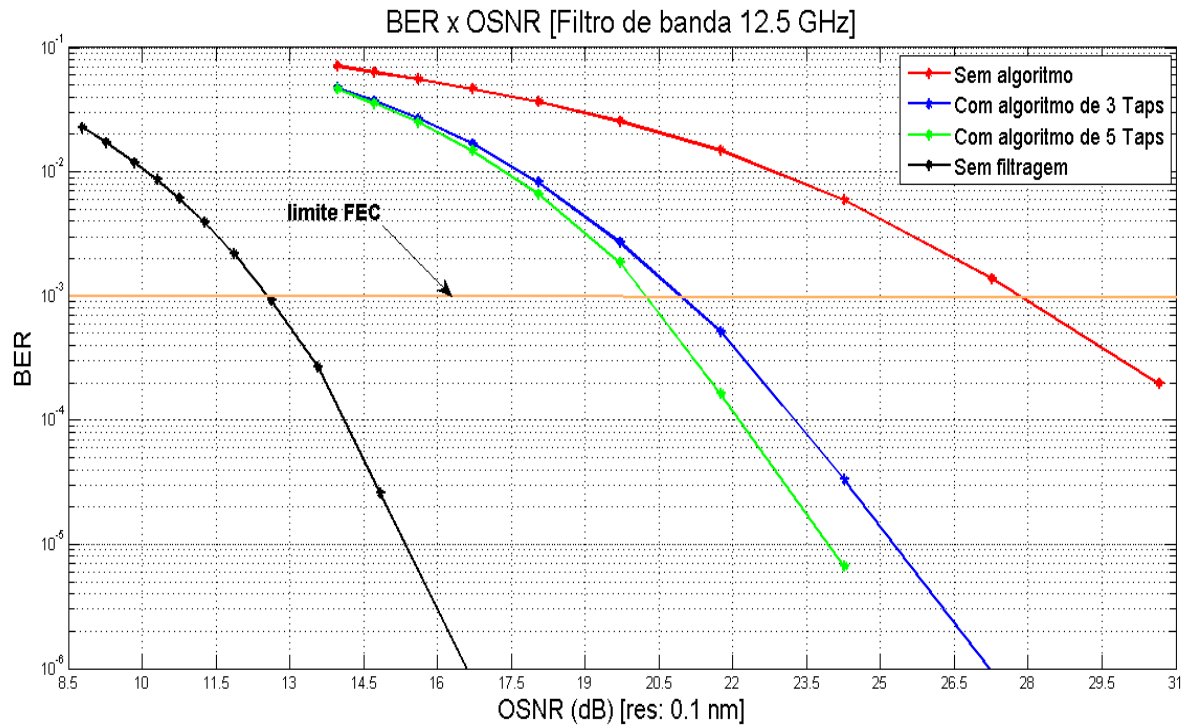


Figura 23: Desempenho do sistema DP-QPSK pré-filtrado, com e sem algoritmo MAP de decisão no receptor, para um filtro óptico passa-faixa de banda 12.5 GHz.

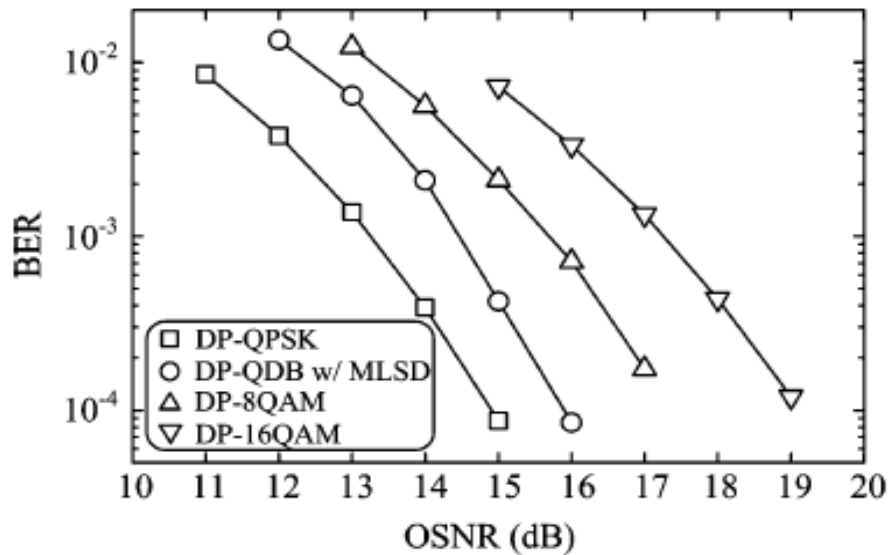


Figura 24: Figura publicada no artigo de LI et al.: *Spectrally Efficient Quadrature Duobinary Coherent Systems With Symbol-Rate Digital Signal Processing*, 2011, onde a curva de desempenho BER por OSNR do formato DP-16QAM a 28 Gbd obtida por simulação está traçada.

Nos resultados expressos nas figuras 18 a 23 observa-se o mesmo padrão de desempenho já visto na análise do formato QPSK. O algoritmo consegue melhorar o desempenho da recepção e essa melhora é tanto maior quanto mais ISI é gerada pela

filtragem. Nota-se que quanto a utilizar três ou cinco períodos de símbolo no algoritmo de decisão, apenas a simulação com banda de filtragem 12.5 GHz mostrou resultados diferentes, com o algoritmo de cinco períodos de símbolo apresentando desempenho superior.

Para os casos de DP-QPSK com pré-filtragem em 28 GHz e 25 GHz, temos sistemas com eficiências espectrais da ordem da eficiência do DP-16QAM a uma taxa de 28 GBd. Na Figura 24, retirada de (Li, Tao, Zhang, Yan, Hoshida, & Rasmussen, 2011), estão traçadas as curvas de desempenho simuladas para alguns formatos de modulação, entre eles o DP-16QAM a 28 GBd. Ao se comparar as curvas de desempenho mostradas nas figuras 19 e 20, com a curva do DP-16QAM da Figura 24, vemos que estão bem próximas, confirmando a similaridade entre as duas estruturas de transmissão.

6 CONCLUSÃO

Fatores como complexidade de sistema, disponibilidade de tecnologia para construção dos componentes necessários, além do custo agregado na implementação de um sistema de comunicações óticas a altas taxas de bits, são determinantes na escolha de que estrutura de transmissão e recepção utilizar para que os enlaces operem com uma eficiência espectral determinada.

Em sistemas operando a taxas de transmissão de 100 Gb/s com formato de modulação DP-QPSK, a utilização da técnica da pré-filtragem permite o aumento da eficiência espectral tendo, em contrapartida, um maior requerimento de OSNR para a manutenção do mesmo desempenho do sistema sem filtragem, em relação à taxa média de erro de bits. A utilização do algoritmo de decisão multi-símbolo leva a um ganho de desempenho importante, em se tratando de sistemas que operam em enlaces de longa distância, para os quais valores pequenos de ganho de desempenho sobre OSNR podem significar até mais algumas centenas de quilômetros de alcance. Em taxas de 100 Gb/s, sistemas com formato de modulação DP-QPSK utilizando pré-filtragem ótica conseguem alcançar uma eficiência espectral igual ou superior a eficiência espectral do formato de modulação DP-16QAM, com um requerimento semelhante de OSNR para

uma dada taxa de erros de bit. A questão principal reside no fato de avaliar qual dessas duas alternativas é a mais adequada a se adotar num sistema real. Enquanto o formato DP-16QAM exige uma arquitetura diferente, tanto elétrica como no esquema ótico do transmissor e um novo conjunto de algoritmos de processamento na recuperação da informação, o DP-QPSK pré-filtrado exige apenas um filtro ótico adequado na saída do transmissor e um algoritmo de decisão multi-símbolo adicionado ao fim da sequência de algoritmos de tratamento do sinal. Um fato que pesa em favor da manutenção do DP-QPSK é ser ele o formato definido como padrão da geração de sistemas a taxas de 100 Gb/s, o que o faz a opção mais sólida no mercado do que o DP-16QAM que, por enquanto, é apenas uma linha de pesquisa laboratorial.

No entanto, apesar dos resultados aqui apresentados serem favoráveis, ainda é necessário avaliar de forma mais detalhada a compatibilidade do algoritmo de decisão multi-símbolo com o conjunto padrão de algoritmos utilizado no tratamento do sinal DP-QPSK, bem como o impacto do algoritmo adicional no desempenho geral do processamento dos sinais no receptor.

Os objetivos futuros de trabalho são aumentar o grau de complexidade das simulações, evoluindo para sistemas WDM com vários canais na grade WDM-ITU de forma a avaliar o impacto do *crosstalk* entre canais adjacentes no desempenho do sistema DP-QPSK com pré-filtragem. Num trabalho paralelo, a linha da validação experimental dos resultados obtidos em simulação será seguida.

BIBLIOGRAFIA

Agrawal, G. (2002). *Fiber-Optic Communications Systems* (3^a ed.). Wiley.

Borne, D. v. (2008). *Robust optical transmission systems : modulation and equalization*. Eindhoven: Technische Universiteit Eindhoven.

Cai, J.-X., Cai, Y., Davidson, C. R., Foursa, D. G., Lucero, A., Sinkin, O., et al. (2010). Transmission of 96x100G pre-filtered PDM-RZ-QPSK channels with 300% spectral efficiency over 10,608km and 400% spectral efficiency over 4,368km. *OSA/OFC/NFOEC*.

Cai, Y., Cai, J.-X., Davidson, C., Foursa, D. G., Sinkin, O. V., Sun, Y., et al. (2011, Fevereiro). Ultra-Long-Haul WDM Transmission with High Spectral Efficiency. *IEICE Transactions on Communications* , 392-399.

Cai, Y., Foursa, D. G., Davidson, C. R., Cai, J.-X., Sinkin, O., Nissov, M., et al. (2010). Experimental Demonstration of Coherent MAP Detection for Nonlinearity Mitigation in Long-Haul Transmissions. *OSA/OFC/NFOEC*.

Fonseca, J. C. (2011, fevereiro 25). *Telebrasil*. Retrieved maio 10, 2011, from Site da Associação Brasileira de Telecomunicações:
http://www.telebrasil.org.br/artigos/outros_artigos.asp?m=1081

Huang, Y.-K., Ip, E., Huang, M.-F., Zhu, B., Ji, P. N., Shao, Y., et al. (2010). 10×456-Gb/s DP-16QAM Transmission over 8×100 km of ULAF using Coherent Detection with a 30-GHz Analog-to-Digital Converter. *15th OptoElectronics and Communications Conference (OECC2010) Technical Digest*.

Li, J., Tao, Z., Zhang, H., Yan, W., Hoshida, T., & Rasmussen, J. C. (2011). Spectrally Efficient Quadrature Duobinary Coherent Systems With Symbol-Rate Digital Signal Processing. *JOURNAL OF LIGHTWAVE TECHNOLOGY, VOL. 29* , 1098 - 1104.

Mello, R. M. (2010, abril 30). *Administradores - O Portal da Administração*. Retrieved março 15, 2011, from Administradores - O Portal da Administração:
<http://www.administradores.com.br/informe-se/artigos/banda-larga-ajuda-a-economia-a-crescer/44568/>

Quero, C. (2010, março 16). *BBC Brasil*. Retrieved março 25, 2011, from Site da BBC em Português:
http://www.bbc.co.uk/portuguese/noticias/2010/03/100316_brasil_impacto_para_cluster_cq.shtml

Ramaswami, R., & Sivarajan, K. N. (2002). *Optical Networks: A Practical Perspective*. Morgan Kaufmann Publishers.

Seimetz, M. (2009). *High-Order Modulation for Optical Fiber Transmission*. Springer.

Sinsky, J. H., & Winzer, P. J. (2009). 100G Optical Communications. *IEEE Microwave Magazine* , 44-57.