



Universidade Federal de Campina Grande

Centro de Engenharia Elétrica e Informática

Curso de Graduação em Engenharia Elétrica

EDSON PORTO DA SILVA

**ESTÁGIO NO LABORATÓRIO DE SISTEMAS ÓTICOS
RECONFIGURÁVEIS (LASOR) DO CPQD:
TRANSMISSÃO ÓTICA A 100 GB/S**

Campina Grande, Paraíba
Junho de 2011

EDSON PORTO DA SILVA

ESTÁGIO NO LABORATÓRIO DE SISTEMAS ÓTICOS
RECONFIGURÁVEIS (LASOR) DO CPQD:
TRANSMISSÃO ÓTICA A 100 GB/S

*Relatório de Estágio Integrado 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:

Edmar Candeia Gurjão, Dr. Sc.

Supervisor:

Júlio César Rodrigues Fernandes de Oliveira, Dr. Sc.

Campina Grande, Paraíba

Junho de 2011

EDSON PORTO DA SILVA

ESTÁGIO NO LABORATÓRIO DE SISTEMAS ÓTICOS
RECONFIGURÁVEIS (LASOR) DO CPQD:
TRANSMISSÃO ÓTICA A 100 GB/S

Relatório de Estágio Integrado 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

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

AGRADECIMENTOS

Agradeço primeiramente à minha família, que me deu todo o apoio necessário durante todo o período de graduação na Universidade Federal de Campina Grande (UFCG) e na experiência de ir morar em Campinas no período de estágio acadêmico.

Agradeço a Júlio César R. F. de Oliveira, gerente da área de Sistemas Ópticos – Fotônica do CPqD, por ter me dado a oportunidade do estágio e confiado na minha capacidade. Aos meus colegas de trabalho no CPqD: Adolfo, Amauri, Anderson, Eduardo Rosa, João Carlos, Juliano, Júlio Diniz, Marcelo, Reginaldo, Uiara, Victor Parahyba, Vitor Bedotti e Vitor Vale. Todos com quem tive contato nos trabalhos dentro do CPqD.

Aos professores e funcionários da Universidade Federal de Campina Grande, em especial aqueles que compõem o Departamento de Engenharia Elétrica, por todas as suas contribuições para a minha formação acadêmica.

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 relatório de estágio.

Aos meus amigos, por muitas razões.

*“Quando os ventos de mudança sopram,
umas pessoas levantam barreiras,
outras constroem moinhos de vento.”*

Erico Veríssimo.

RESUMO

Este trabalho consiste num relato das atividades desenvolvidas pelo aluno Edson Porto da Silva durante o estágio realizado pelo mesmo na Fundação Centro de Pesquisa e Desenvolvimento em Telecomunicações (CPqD) no primeiro semestre de 2011. O trabalho realizado no estágio esteve no âmbito do Projeto de Pesquisa Aplicada em Redes Ópticas Convergentes (PA-ROC) - Prospecção 100G, financiado pelo Fundo para o Desenvolvimento Tecnológico em Telecomunicações (FUNTTEL). O foco principal do estágio se deu na execução de montagens e operação de experimentos de transmissão e recepção coerente num sistema de comunicação via fibra ótica a taxas da ordem de 100 Gb/s no Laboratório de Sistemas Óticos Reconfiguráveis (LASOR), alocado na Diretoria de Redes Convergentes (DRC) do CPqD. O texto se baseia em descrições das atividades realizadas dentro do período do estágio e na correlação dessa experiência profissional com a formação obtida pelo aluno no curso de Engenharia Elétrica da UFCG.

Palavras-chave: CPqD, Pesquisa e desenvolvimento, transmissão 100 Gb/s, experimentos.

ABSTRACT

This is a report of activities performed by the student Edson Porto da Silva during his traineeship in the Fundação Centro de Pesquisa e Desenvolvimento em Telecomunicações (CPqD) in the first half of 2011. This work was under the Applied Research Project on Converged Optical Networks (PA-ROC) - Prospecting 100G, financed by the Fund for Technological Development in Telecommunications (FUNTTEL). The main focus of the traineeship took place in the execution of assembly and operation of transmission and reception experiments in a coherent communication system via optical fiber at rates of 100 Gb/s, at Reconfigurable Optical Systems Laboratory (LASOR), allocated on the Directorship of Converged Networks (DRC) of CPqD. The text is based on descriptions of activities conducted within the period of his traineeship and the correlation of this work experience with the training received by him during his undergraduation in Electrical Engineering at UFCG.

Keywords: CPqD, Research and Development, 100 Gb/s transmission, experiments.

LISTA DE ILUSTRAÇÕES

Figura 1: Modelo simplificado de um sistema com transmissão ótica coerente.	12
Figura 2: Princípio da detecção coerente.....	13
Figura 3: Bloco funcional de uma híbrida 2x4 90°.....	17
Figura 4: Híbrida 2x4 90° construída com quatro acopladores 3 dB e um atrasador de fase ótico de 90°	19
Figura 5: Interface de recepção ótica coerente utilizando híbrida 2x4 90° e detecção balanceada.	19
Figura 6: Diagrama esquemático de um modulador DP-QPSK.....	
Figura 7: Representação tri-dimensional em forma de toro da constelação DP-QPSK. Retirada de (Borne, 2008).	22
Figura 8: Diagramas de blocos das estruturas do sistema ótico: (A) transmissor; (B) anel de recirculação; (C) receptor.	25
Figura 9: Representação do sistema de recepção.	28
Figura 10: Curvas de desempenho experimental em termos de taxa de erros e OSNR em função da distância de alcance do enlace de um sistema de transmissão DP-QPSK operando a 112 Gb/s num loop de recirculação em laboratório.	29
Figura 11: Ilustração do posicionamento da Rede Giga no Brasil com destaque para a rota de Campinas ao Rio de Janeiro.	31
Figura 12: Ilustração de uma rede com destaque para o sistema DWDM.	32
Figura 13: (a) Ilustração do diagrama de blocos da transmissão (Tx) e em (b) uma foto do diagrama de olho em 112G NRZ PDM-QPSK, com modulador de IQ de 4 linhas e (c) a constelação transmitida	33
Figura 14: Ilustração do diagrama de blocos da transmissão (Tx) em 112G NRZ PDM-QPSK, e a foto da montagem experimental ao lado, abaixo a representação da rede WDM até São Paulo e a esquerda uma foto do <i>rack</i> em Campinas.	34
Figura 15: Diagrama da configuração montada para recepção do sinal utilizado para o teste (a), uma foto da montagem experimental do Rx (b), um diagrama de blocos da recepção (c) em 112G NRZ PDM-QPSK.	35
Figura 16: Gráfico da constelação recebida (Rx) durante os testes em 112G NRZ PDM-QPSK.	35
Figura 17: Gráfico da análise com variação de OSNR no sinal recebido na primeira fase do <i>Field Trial</i> na Rede Giga, sinal indo de Campinas – São Paulo – Campinas.	37
Figura 18: Gráfico da análise temporal de variação da qualidade do sinal recebido na primeira etapa dos testes realizados na Rede Giga com loop back em São Paulo.	
Figura 19: Gráfico da análise da variação do erro em função do aumento da PMD de primeira ordem (DGD).	
Figura 20: Gráfico da filtragem do canal utilizando o OSA Agilent como filtro.....	
Figura 21: Espectros dos sinais filtrados pelo OSA Agilent num intervalo de 6.25 GHz até 250.00 GHz.	

SUMÁRIO

Agradecimentos	iv
Resumo	vi
Abstract.....	vii
Lista de Ilustrações	viii
Sumário.....	ix
1 Introdução	10
1.1 O CPqD.....	10
1.2 Objetivos do estágio.....	11
2 Fundamentação Teórica.....	11
2.1 Transmissão ótica coerente	11
2.1.1 Princípio da detecção coerente	13
2.1.2 Ruído de amplificador ótico.....	16
2.1.3 Detecção coerente de sinais modulados em fase e quadratura.....	17
2.2 Transmissão ótica com diversidade de polarização	20
3 Atividades desenvolvidas	22
3.1 Revisão bibliográfica sobre comunicações óticas.....	22
3.2 Treinamento prático experimental	23
3.3 Experimentos de transmissão 112 Gb/s em anel de recirculação ótica	24
3.3.1 Geração dos sinais	24
3.3.2 Estrutura do anel de recirculação ótica	25
3.3.3 Recepção e tratamento digital	26
3.3.4 Resultados	28
3.4 Teste de campo na Rede Giga.....	29
3.4.1 A Rede Giga.....	30
3.4.2 Estrutura dos componentes 100 - 112 Gb/s.....	31
3.4.3 Resultados	36
3.5 Atividades complementares	41
4 Conclusão.....	42
Bibliografia.....	43
ANEXO A – Grade de canais ITU	44

1 INTRODUÇÃO

Um desafio que o setor de telecomunicações brasileiro enfrenta é a ampliação da capacidade das redes de comunicações para o atendimento da demanda criada pela progressiva expansão dos serviços e do acesso à internet e à internet banda larga no país. Hoje o acesso à internet banda larga é tido como sendo um fator de estímulo à economia e à inclusão digital.

Uma estrutura de telecomunicações moderna e capaz de acompanhar a diversificação do mercado de serviços da internet é um pré-requisito necessário para o crescimento econômico e a competitividade de um país (Wright, Da Silva, & Spers, 2010). No Brasil, a ampliação do acesso à internet banda larga não só promoverá a “democratização” do acesso à informação, mas também poderá fomentar a competitividade de empresas locais (Mello, 2010) e a inclusão de pessoas no mercado de trabalho.

No entanto, para que esse processo possa ocorrer, são necessários investimentos em pesquisa e desenvolvimento de novas tecnologias em toda a hierarquia da malha de telecomunicações. Essa dinâmica engloba o estímulo no desenvolvimento de tecnologias para a transmissão na camada física de redes óticas de alta capacidade, que constituem a espinha dorsal de toda a malha de telecomunicações. Dessa forma o investimento nessas áreas é de grande importância, tanto no que se refere ao progresso da pesquisa nacional, como a elevação do nível tecnológico da produção na indústria. No Brasil, o CPqD é o principal centro de pesquisa responsável pela inovação tecnológica nesse setor.

1.1 O CPQD

O Centro de Pesquisa e Desenvolvimento em Telecomunicações – CPqD foi criado em 1976 pela estatal de telecomunicações brasileira, a Telebrás, que gerenciava todo o setor de telecomunicações no Brasil. Nessa época, o CPqD era o principal desenvolvedor de tecnologia para o mercado de telecomunicações brasileiro, sendo centro de referência e vanguarda em pesquisa e desenvolvimento. Dentre as vertentes

que projetaram o CPqD como centro de excelência em pesquisa aplicada, destacaram-se: centrais digitais, antenas, transmissão digital, equipamentos de transmissão óptica, centrais de comutação por pacote, telefone público a cartão indutivo, centrais de telex e complexos sistemas de suporte a operações e negócios.

Em 1998, quando o sistema Telebrás foi privatizado, o CPqD passou a ser uma fundação de direito privado. Hoje o CPqD é uma instituição independente, focada na inovação com base nas tecnologias da informação e comunicação (TICs), tendo como objetivo contribuir para a competitividade do País e para a inclusão digital da sociedade. Desenvolve amplo programa de pesquisa e desenvolvimento, o maior da América Latina em sua área de atuação, gerando soluções em TICs que são utilizadas em diversos setores: telecomunicações, financeiro, energia elétrica, industrial, corporativo e administração pública.

1.2 OBJETIVOS DO ESTÁGIO

Desenvolver atividades relacionadas à pesquisa aplicada em sistemas de comunicações óticas de altas taxas de transmissão. Atividades estas englobando tanto a vertente de estudo teórico e simulação computacional como, principalmente, a prática laboratorial, montagem e execução de experimentos de transmissão e recepção de sinais óticos em altas taxas de transmissão.

2 FUNDAMENTAÇÃO TEÓRICA

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.

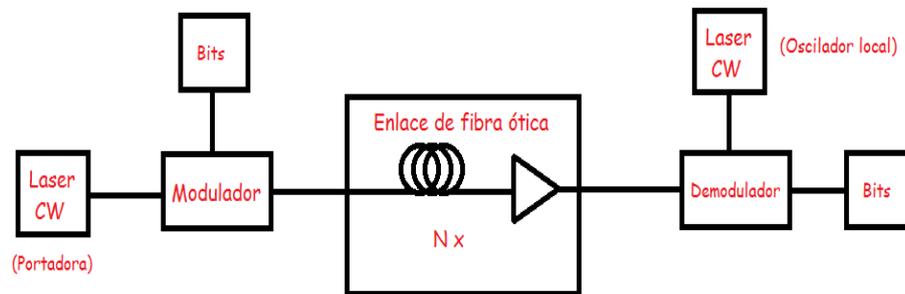


Figura 1: Modelo simplificado de um sistema com transmissão ótica coerente.

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 $a_k \cdot \exp(j\phi_k)$ 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 ótica 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 sintonizáveis flexíveis em sistemas que empregam multiplexação em comprimento de onda (*Wavelength Division Multiplexing* - WDM), com uma separação de canais altamente seletiva.

2.1.1 PRINCÍPIO DA DETECÇÃO COERENTE

Um esquema básico de recepção coerente está ilustrado Figura 2

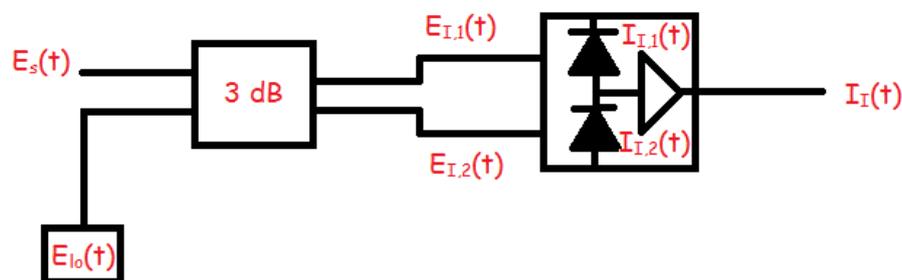


Figura 2: Princípio da detecção coerente

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

$\mathbf{E}_{lo}(t)$ 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):

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

$$\mathbf{E}_{lo}(t) = \sqrt{P_{lo}} \cdot \exp[j(\omega_{lo} t + \varphi_{lo})] \cdot \exp[j\varphi_{n_{lo}}(t)] \cdot \mathbf{e}_{lo}, \quad (4)$$

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.

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

$$\begin{aligned}
I_{I,2}(t) &= \frac{1}{2}R \cdot |\mathbf{E}_{I,2}(t)|^2 = \frac{1}{2}R \cdot (\mathbf{j}\mathbf{E}_s + \mathbf{E}_{lo}) \cdot (\mathbf{j}\mathbf{E}_s + \mathbf{E}_{lo})^* \\
&= \frac{1}{2}RP_s \cdot a^2(t) + \frac{1}{2}RP_{lo} + i_{sh2} \\
&- R\sqrt{P_s P_{lo}} \cdot a(t) \cdot \mathbf{e}_s \cdot \mathbf{e}_{lo} \cdot \sin[\Delta\omega t + \varphi_n(t) + \varphi_0 + \varphi(t)],
\end{aligned} \tag{7}$$

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

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 $i_{sh} = i_{sh1} - i_{sh2}$ 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),

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

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 utilizado 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 $2 \times 4 \ 90^\circ$ (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 $2 \times 4 \ 90^\circ$. As híbridas utilizadas nas simulações desse trabalho foram modeladas de acordo com o esquema mostrado na Figura 4.

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

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

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.

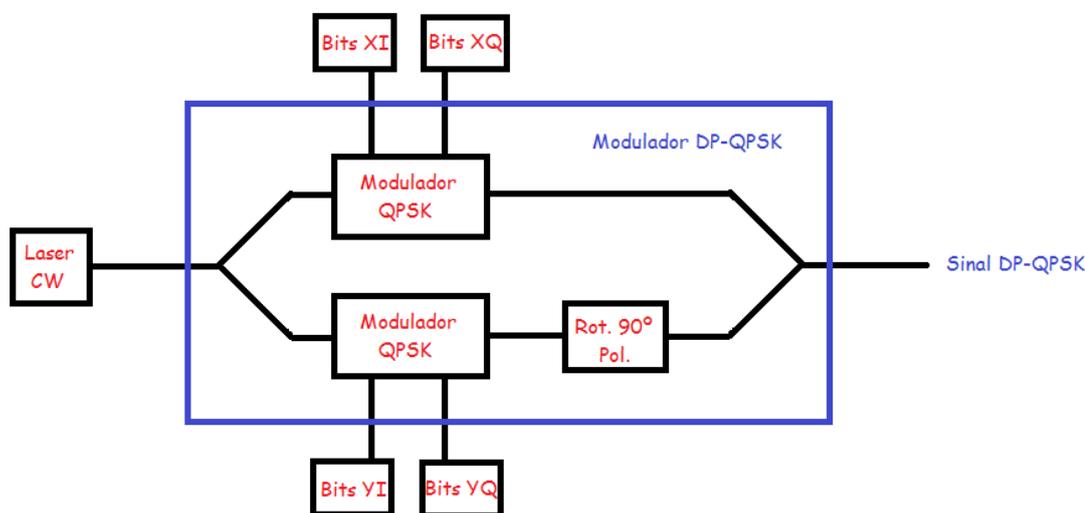


Figura 6: Diagrama esquemático de um modulador DP-QPSK.

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.

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 seqüências 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.

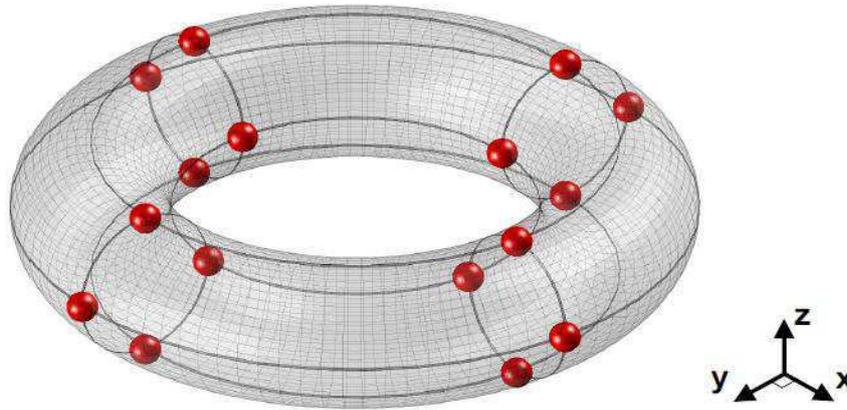


Figura 7: Representação tri-dimensional em forma de toro da constelação DP-QPSK.
Retirada de (Borne, 2008).

3 ATIVIDADES DESENVOLVIDAS

Nesta seção serão descritas as principais atividades realizadas durante o período de estágio, destacando-se a experiência profissional adquirida e a contextualizando com a formação acadêmica no curso de Engenharia Elétrica da UFCG.

3.1 REVISÃO BIBLIOGRÁFICA SOBRE COMUNICAÇÕES ÓTICAS.

Logo após o primeiro dia de familiarização com o ambiente de trabalho na Diretoria de Redes Convergentes (DRC) do CPqD e, mais especificamente, no Laboratório de Sistemas Óticos Reconfiguráveis (LASOR), as atividades programadas para o estágio foram iniciadas com o estudo da bibliografia sobre comunicações óticas previamente selecionada pelo supervisor do estágio.

O objetivo desse estudo preliminar teve como primeiro foco alcançar um entendimento básico sobre todo o cenário de comunicações óticas: sistemas de comunicação por fibra ótica, fenômenos de propagação da luz na fibra e os dispositivos

óticos constituintes desses sistemas, seus princípios de funcionamento e modelos matemáticos de tratamento. Em sequência, foi feita uma revisão sobre análise de sinais e sistemas, espaço de sinais e processos aleatórios. Por fim, passou-se a abordagem de textos tratando especificamente do estado da arte na transmissão ótica em altas taxas: técnicas de modulação avançadas e transmissão ótica coerente, a linha de pesquisa central pela qual trabalho no estágio se orientou.

Nessa primeira fase, o conhecimento já adquirido nas disciplinas do curso de Engenharia Elétrica: Comunicações Óticas, Transmissão Digital da Informação e Sistemas de Comunicações, sem mencionar, claro, às disciplinas básicas pré-requisitos para as citadas, foram de fundamental importância para o progresso rápido e proveitoso do estudo. O suporte dos colegas de trabalho e do supervisor de estágio também foi um ponto positivo, sempre permitindo o intercâmbio de informações e o esclarecimento das dúvidas.

O período de tempo dedicado exclusivamente à revisão bibliográfica compreendeu todo o mês de janeiro e duas semanas do mês de fevereiro, ao qual se seguiu o período de treinamento experimental.

3.2 TREINAMENTO PRÁTICO EXPERIMENTAL

Terminada a familiarização teórica com a linha de pesquisa alvo, a próxima etapa foi o treinamento experimental no laboratório de transmissão ótica de altas taxas. Esse treinamento durou duas semanas e meia. Nesse período, sob a orientação de um estagiário mais experiente e do pesquisador responsável pelos experimentos de transmissão, desenvolveu-se um trabalho prático de aprendizado sobre toda a metodologia de estruturação e coordenação dos experimentos, partindo desde a função de cada dispositivo (tanto óticos como elétricos), passando pela operação e calibração de instrumentos de geração, medida e análise de sinais (tais como analisadores de espectro ótico, medidores de potência ótica, osciloscópios específicos para a análise de sinais de telecomunicações, geradores de sinais RF em alta frequência, lasers sintonizáveis, etc) e chegando aos esquemas de automatização utilizados na aquisição de dados e controle operacional do anel de recirculação ótica.

Essa fase do estágio, em particular, foi de completo aprendizado, uma vez que esse treinamento prático em estrutura laboratorial de telecomunicações é praticamente

inexistente na atual grade curricular praticada no curso de Engenharia Elétrica da UFCG.

A fase de familiarização com a prática experimental foi a última etapa com caráter puramente de treinamento. Em seguida, o estágio tomou a direção da aplicação dos conhecimentos trabalhados até aquele momento. A sequência de atividades que foram realizadas a partir daí no estágio seguiram o planejamento anual dos experimentos no laboratório. Sob a supervisão do pesquisador responsável pelos trabalhos experimentais, assumiu-se a responsabilidade pela execução das montagens, depuração do funcionamento e efetuação das medidas e captura dos dados necessários para um conjunto de testes de transmissão demandado pela equipe responsável pelo desenvolvimento da tecnologia 100 Gb/s do CPqD.

3.3 EXPERIMENTOS DE TRANSMISSÃO 112 GB/S EM ANEL DE RECIRCULAÇÃO ÓTICA

O primeiro conjunto de experimentos realizados foi o de transmissão ótica coerente em DP-QPSK a 112 Gb/s por canal utilizando um anel de recirculação ótica composto apenas por amplificadores EDFA e fibras de sílica pura.

3.3.1 GERAÇÃO DOS SINAIS

Nestes experimentos foram utilizados 32 canais da grade C de canais WDM padronizada pela *International Telecommunication Union* (ITU) (Ver Anexo A), na faixa que engloba do C23 ao C54, com espaçamento de 100 GHz entre si. Dentre estes, as portadoras de 31 canais foram geradas por meio de duas bancadas de lasers de controle automatizado. Um laser de bancada com comprimento de onda sintonizável manualmente e com menor largura de linha espectral gerou a portadora do canal C41, o canal utilizado nas análises de desempenho do sistema.

Como ilustrado no esquema (A) da Figura 8, das 32 portadoras lasers, as 31 oriundas da bancada foram direcionadas à entrada de um modulador DP-QPSK. Este modulador, por sua vez, recebia em suas quatro entradas RF elétricas quatro sequências de sinal binário no formato NRZ a uma taxa de 28 Gb/s. Desse modo, na saída do

modulador obteve-se um conjunto de 31 canais WDM, cada um modulado a uma taxa de 112 Gb/s (4 x 28 Gb/s).

Para modular o canal C41, utilizou-se outro modulador ótico DP-QPSK, de modo a dar condições mais realistas de transmissão ao canal a ser analisado (um modulador por portadora).

Após um procedimento de equalização de suas potências, os 32 canais WDM foram conectados à entrada do anel de recirculação ótica.

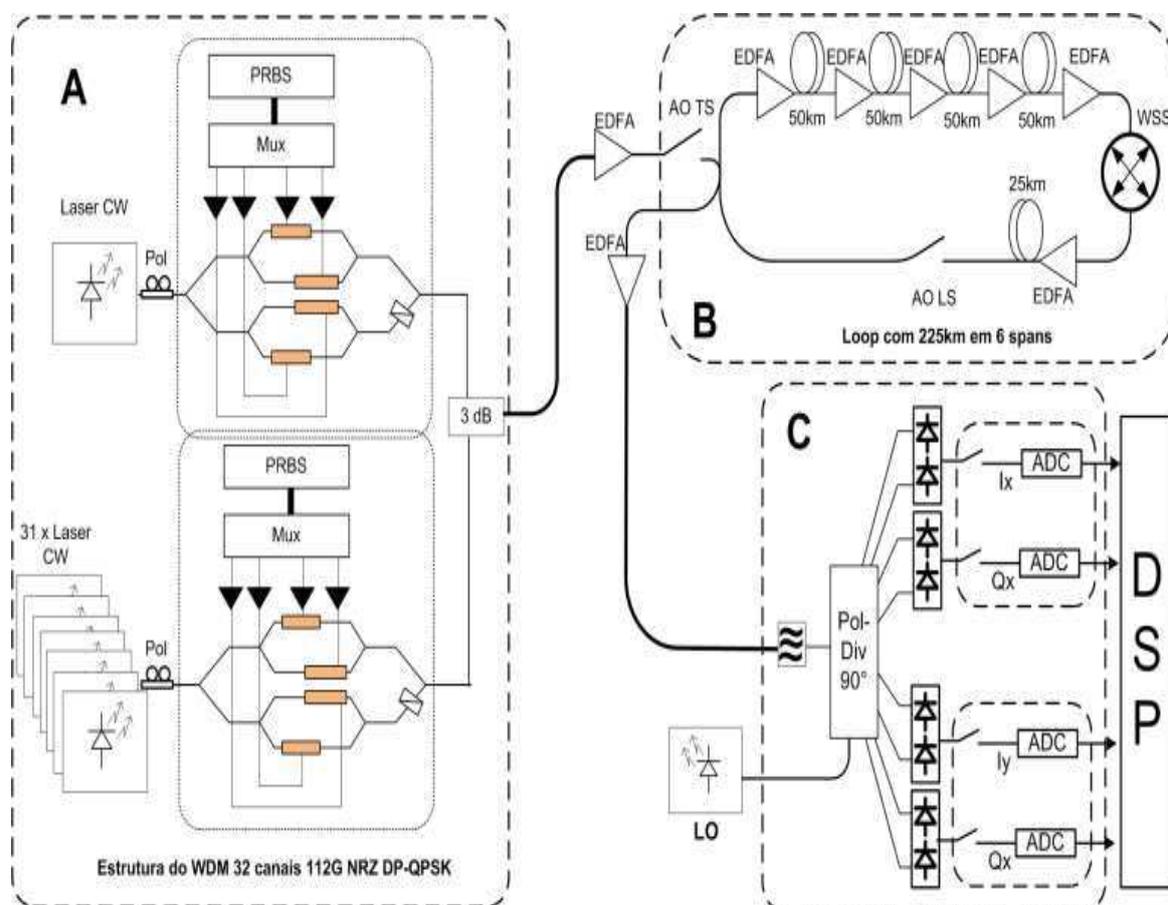


Figura 8: Diagramas de blocos das estruturas do sistema óptico: (A) transmissor; (B) anel de recirculação; (C) receptor.

3.3.2 ESTRUTURA DO ANEL DE RECIRCULAÇÃO ÓTICA

O anel de recirculação é uma estrutura composta por um conjunto de trechos de fibra ótica seguidos de amplificadores óticos ajustados de forma a compensar a atenuação sofrida pelo sinal após percorrer cada respectivo segmento de fibra do enlace. A estrutura de anel de recirculação é um artifício utilizado em laboratório para

reproduzir nos experimentos os efeitos da propagação do sinal por milhares de quilômetros de fibra ótica, dispondo apenas de poucas centenas de quilômetros da mesma. Sabendo-se o comprimento dos trechos de fibra do anel e a velocidade da luz no meio é possível calcular o tempo necessário para que esta realize uma volta completa em todo o percurso. Dessa forma, com o auxílio de duas chaves óticas de atuação passível de sincronização, pode-se configurar um esquema em que uma chave na entrada do anel insere o sinal a ser transmitido e, em conjunto com a outra chave na saída, controla o número de voltas que o sinal efetua. Junto com esse esquema emprega-se outro sincronismo para amostrar o sinal na saída do anel ao fim de cada volta dada pelo sinal. Desse modo, monitora-se o grau de degradação do sinal após cada volta no anel.

Como ilustrado no esquemático (B) da Figura 8, o anel de recirculação ótica que foi utilizado nos experimentos de transmissão 112 Gb/s WDM é composto de quatro trechos de 50 km de fibra ótica de sílica pura, cada um destes seguido de um amplificador ótico de fibra dopada a érbio (*Erbium Doped Fiber Amplifier* - EDFA). Após o quinto amplificador do anel, segue-se um multiplexador insere-deriva “reconfigurável” (*Reconfigurable Optical Add Drop Multiplexer* - ROADM), que adiciona ao anel o efeito real de filtragem dos canais imposto numa rede ótica “reconfigurável”. O percurso do anel se completa com mais um EDFA e um trecho de 25 km de fibra. Em termos práticos, o comprimento total do anel é de 225 km.

3.3.3 RECEPÇÃO E TRATAMENTO DIGITAL

O esquema de modulação DP-QPSK exige recepção coerente, ou seja, o receptor deve dispor de um oscilador local com as mesmas características da portadora (frequência e fase). A estrutura experimental de recepção do canal C41 pode ser visualizada no esquema (C) da Figura 8. Um laser sintonizável, com frequência de operação calibrada para o valor da frequência da portadora do canal C41, é utilizado como oscilador local (LO).

O sinal que sai do anel de recirculação tem o seu nível de potência restituído por um pré-amplificador EDFA. Em seguida, o mesmo sinal é filtrado por um filtro ótico passa-faixa centrado na frequência do canal C41, de modo que a sua saída disponha apenas do canal a ser analisado. Após o filtro, é feito o batimento do sinal no canal C41 com o laser oscilador local por meio da híbrida 2x8 90° e de quatro fotodetectores

balanceados. As quatro linhas de sinal elétrico resultantes, equivalentes as quatro sequências NRZ de entrada no modulador, são amostradas por quatro conversores A/D operando a uma taxa de 80 bilhões de amostras por segundo. O sinal digitalizado é posteriormente tratado por um conjunto de algoritmos de processamento digital de sinais (DSP) feito para compensar a maioria das penalidades inseridas pelo canal de comunicação e os desvios de fase e frequência entre a portadora e o oscilador local.

Essa estrutura de recepção foi utilizada nos experimentos de transmissão 112 Gb/s WDM. Para cada volta do sinal no anel um conjunto de amostras foi capturado e depois processado pelos algoritmos.

No processamento foram utilizados algoritmos para realizar:

- *Deskew*: alinhar temporalmente as quatro linhas de informação;
- Ortonormalização: compensar os defeitos na híbrida do receptor;
- Compensação de Dispersão Cromática: compensar CD utilizando um filtro FIR passa-tudo estático;
- Recuperação da informação de temporização: recuperar o *clock* do sinal recebido, de modo a encontrar o melhor instante de decisão;
- Demultiplexação em polarização: com isso, também é possível se compensar Dispersão de Modos de Polarização (PMD);
- Estimção de erros de fase: assim, corrigindo os erros de fase devido à largura de linha dos lasers e à diferença entre as frequências centrais do laser de transmissão e do laser local.
- Calculo do fator Q: sendo possível, deste modo, se ter uma estimativa da taxa de erro de bits presente no sinal recebido.

Na Figura 9 está ilustrado um diagrama de blocos indicando a sequência de funções de processamento digital de sinais operada no receptor.

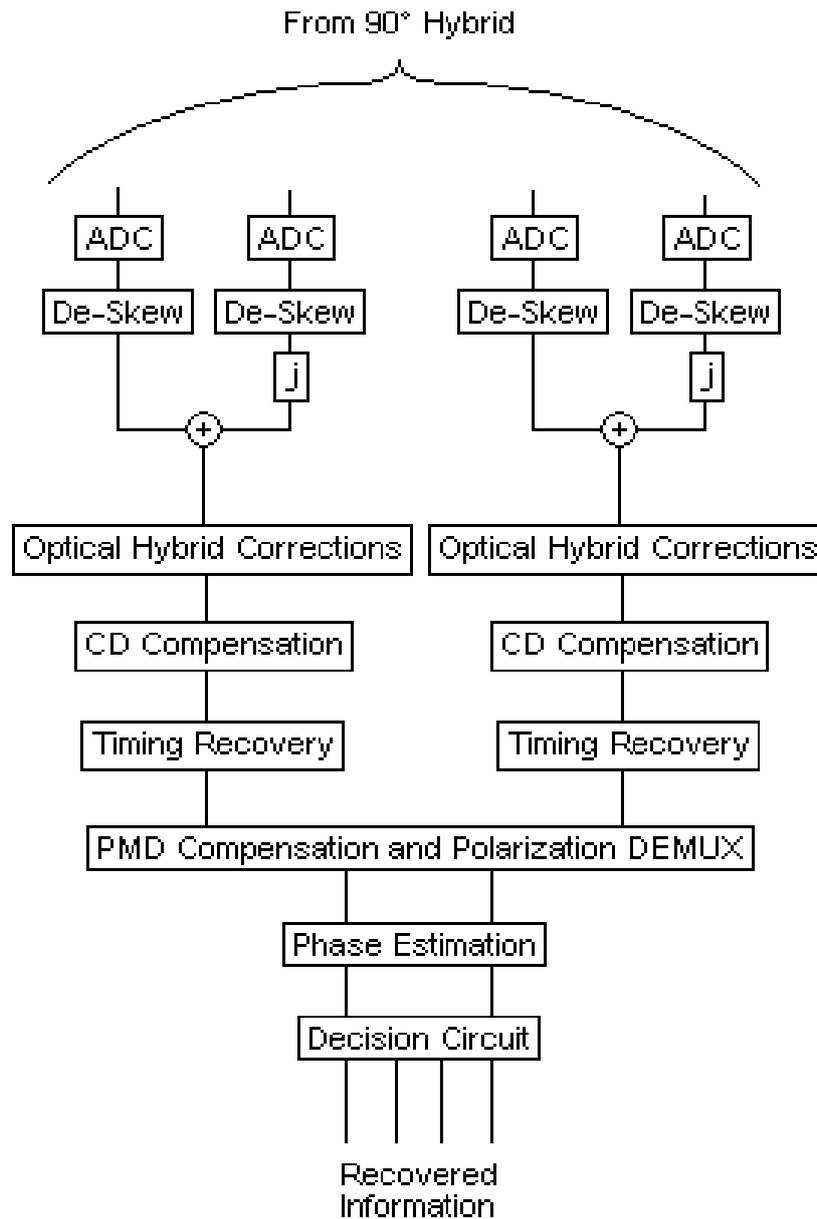


Figura 9: Representação do sistema de recepção.

3.3.4 RESULTADOS

Como resultados dos experimentos, diversas caracterizações de desempenho do sistema foram obtidas baseadas em parâmetros comuns utilizados na avaliação da qualidade de serviço de sistemas comerciais. Na Figura 10, pode ser vista uma ilustração com curvas de desempenho do sistema experimental.

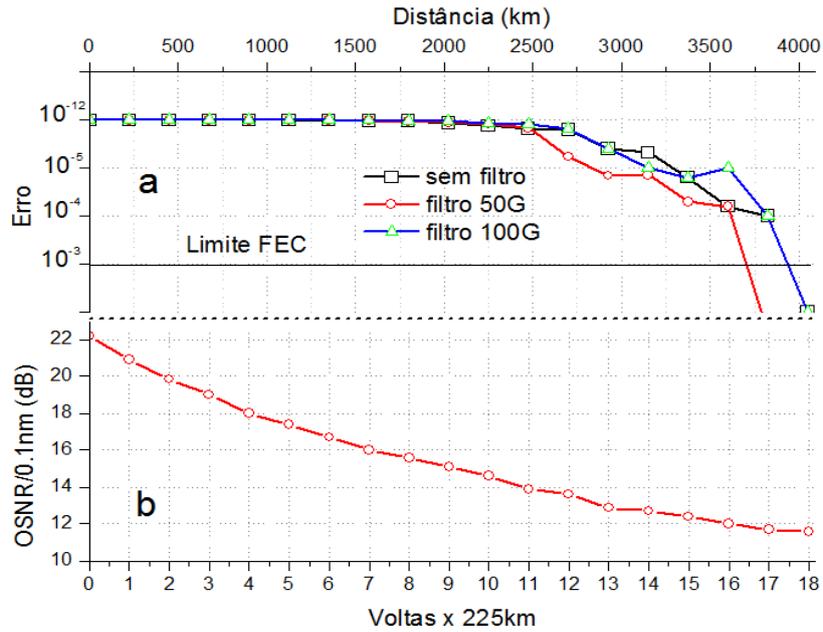


Figura 10: Curvas de desempenho experimental em termos de taxa de erros e OSNR em função da distância de alcance do enlace de um sistema de transmissão DP-QPSK operando a 112 Gb/s num loop de recirculação em laboratório.

Na curva (a) da Figura 10 temos a taxa média de erro de bit (BER) estimada do sistema em função do alcance do enlace de transmissão. Na curva (b), da mesma figura, o desempenho é tomado em termos de OSNR na entrada do receptor em função do alcance do enlace. Analisando as duas curvas em conjunto percebe-se que a penalidade de desempenho é mais acentuada quando a OSNR cai abaixo de 14 dB. A curva relativa ao sistema operando com filtros óticos com banda de passagem 50 GHz é a que possui queda mais acentuada, um indicativo do impacto da filtragem do sinal no desempenho da transmissão.

3.4 TESTE DE CAMPO NA REDE GIGA

Um teste de campo é uma etapa comum dentro do projeto de desenvolvimento de um sistema de transmissão digital via fibra ótica. Seu objetivo é avaliar uma nova tecnologia em condições reais de operação para que seja possível observar, entre outras coisas, a compatibilidade da mesma com as arquiteturas já consolidadas nas redes de telecomunicações.

3.4.1 A REDE GIGA

O Projeto GIGA é um projeto coordenado e executado pelo CPqD, em parceria com a Rede Nacional de Ensino e Pesquisa (RNP), com recursos financeiros do Fundo para o Desenvolvimento Tecnológico das Telecomunicações (FUNTTEL), os quais são administrados pela agência Financiadora de Estudos e Projetos (FINEP). Trata-se de um projeto mobilizador, que tem como missão promover a inovação tecnológica das redes e dos serviços de telecomunicações orientadas à Internet por meio da pesquisa aplicada, do desenvolvimento e da experimentação e validação.

A peça fundamental do projeto é a Rede Experimental de Alta Velocidade, denominada Rede GIGA, que permite aos pesquisadores e desenvolvedores participantes ou interligados por meio de outras redes nacionais ou internacionais, a experimentação e a validação de tecnologias de transmissão, de comutação, de protocolos, de serviços e de aplicações de redes, sejam elas evolutivas ou disruptivas, provenientes do Projeto GIGA ou não, em condições mais próximas das enfrentadas pelas empresas operadoras e provedoras de serviços.

Neste contexto, destacam-se os seguintes os objetivos para o Projeto GIGA:

- Desenvolver tecnologias de rede óptica de múltiplos comprimentos de onda (WDM) e tecnologias de serviços e aplicações de rede Internet;
- Transferir tecnologias desenvolvidas no âmbito do Projeto a empresas nacionais;
- Fomentar a oferta de novas tecnologias de telecomunicações à sociedade brasileira;
- Operar, gerenciar, explorar, expandir e atualizar de forma contínua a Rede GIGA.

Na Figura 11, está ilustrada a localização das fibras ópticas da Rede Giga entre as cidades de Campinas e Rio de Janeiro, com aproximadamente 560 km. A rede é constituída de estações de *Add/Drop* em Campinas, São Paulo, São José dos Campos e Rio de Janeiro, e estações de amplificação em Jundiaí, Lorena, Volta Redonda e Barra do Pirai.



Figura 11: Ilustração do posicionamento da Rede Giga no Brasil com destaque para a rota de Campinas ao Rio de Janeiro.

Portanto com essa configuração torna-se possível efetuar os testes necessários com os novos formatos de modulação e altas taxas de transmissão. Permitindo maior flexibilidade no roteamento e distâncias a serem analisadas.

O teste de campo foi realizado com a transmissão de um sinal num percurso de ida e volta entre Campinas e São Paulo, partindo e retornando ao centro de monitoração da Rede Giga no CPqD, num percurso total de 330,8 km.

3.4.2 ESTRUTURA DOS COMPONENTES 100 - 112 Gb/s

Nesta seção será abordada com mais detalhes a estrutura de transmissão 100-112 Gb/s utilizada no teste de campo (*Field Trial*) da Rede Giga.

3.4.2.1 ESTRUTURA DE UMA REDE COMPLETA

Na Figura 12 está ilustrado um diagrama da configuração de uma rede contendo seus elementos, destacando-se o posicionamento de uma rede DWDM, foco do trabalho.

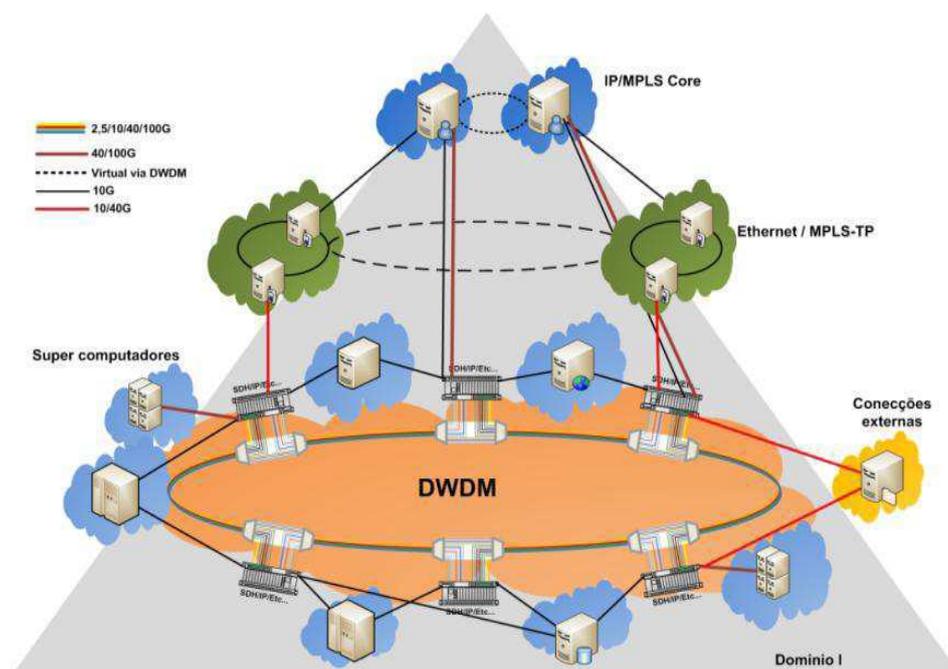


Figura 12: Ilustração de uma rede com destaque para o sistema DWDM.

3.4.2.2 ESTRUTURA DO TRANSMISSOR 100 -112GB/S

Observando a Figura 13, em (a) tem-se um diagrama de blocos da configuração montada para geração do sinal analisado no teste campo ilustrado, em (b) uma foto do diagrama de olho gerado no formato de modulação utilizado, que foi NRZ DP-QPSK, e em (c) um gráfico da constelação transmitida. Vê-se em (a) que o sinal da transmissão foi gerado a partir de quatro sequências de bits pseudo-aleatórias, convertidas em sinais elétricos RF NRZ na saída do MUX Semtech, que modularam uma portadora ótica, proveniente de um laser sintonizável, por meio de um modulador ótico DP-QPSK controlado por seis fontes de tensão (IX, QX, PX, IY, QY, PY). O sinal na saída do modulador foi amplificado por um EDFA, de modo a alcançar um nível de potência adequado para ser direcionado ao enlace da Rede Giga designado para o teste.

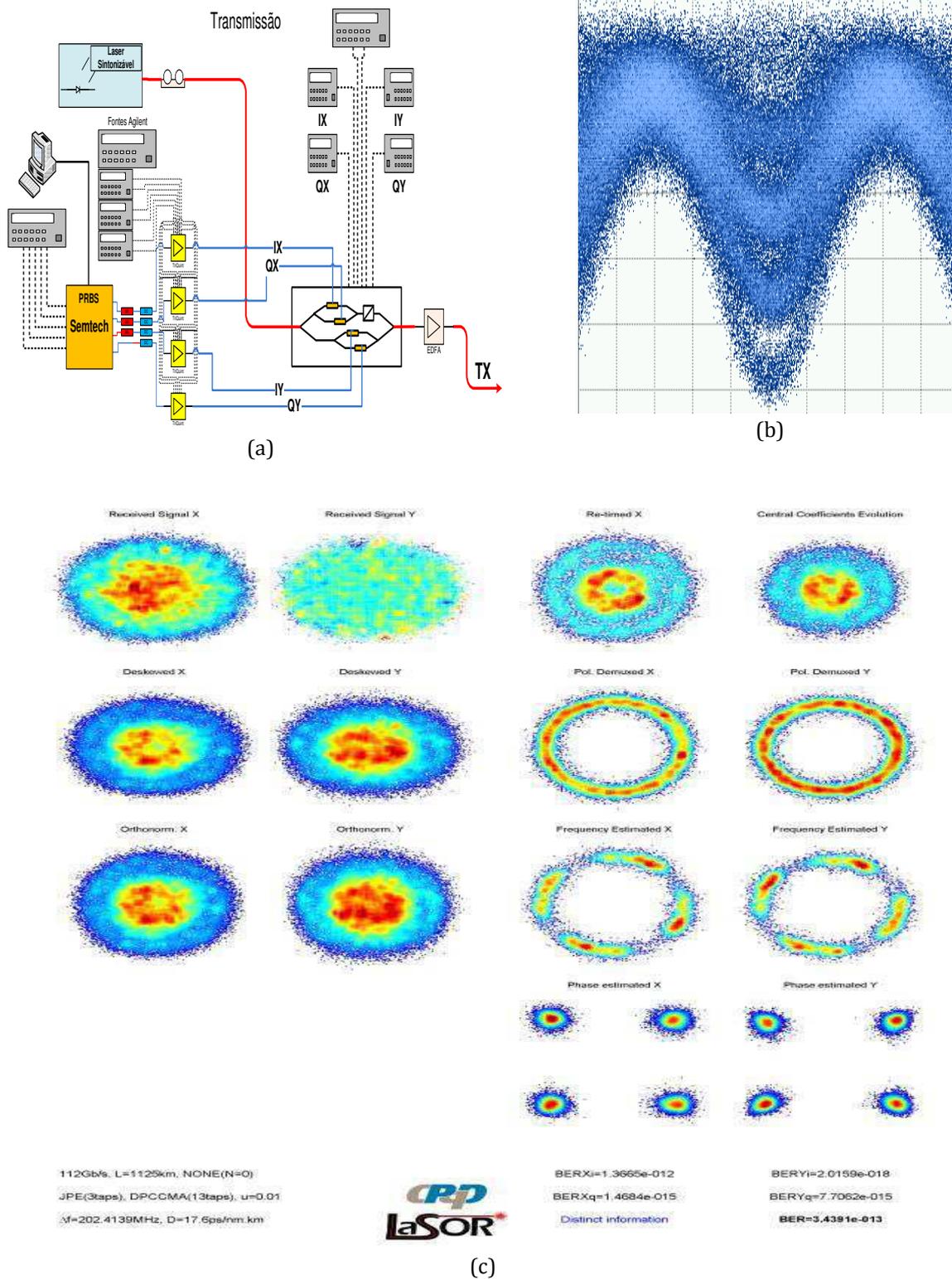


Figura 13: (a) Ilustração do diagrama de blocos da transmissão (Tx) e em (b) uma foto do diagrama de olho em 112G NRZ PDM-QPSK, com modulador de IQ de 4 linhas e (c) a constelação transmitida .

3.4.2.3 ESTRUTURA WDM DA REDE GIGA (10 - 112 GB/s)

Na Figura 14 está ilustrado o diagrama de blocos da configuração montada para geração do sinal assim como um esquemático do sistema WDM utilizado para o teste e uma foto para das estruturas representadas respectivamente formando o sistema WDM NRZ DP-QPSK.

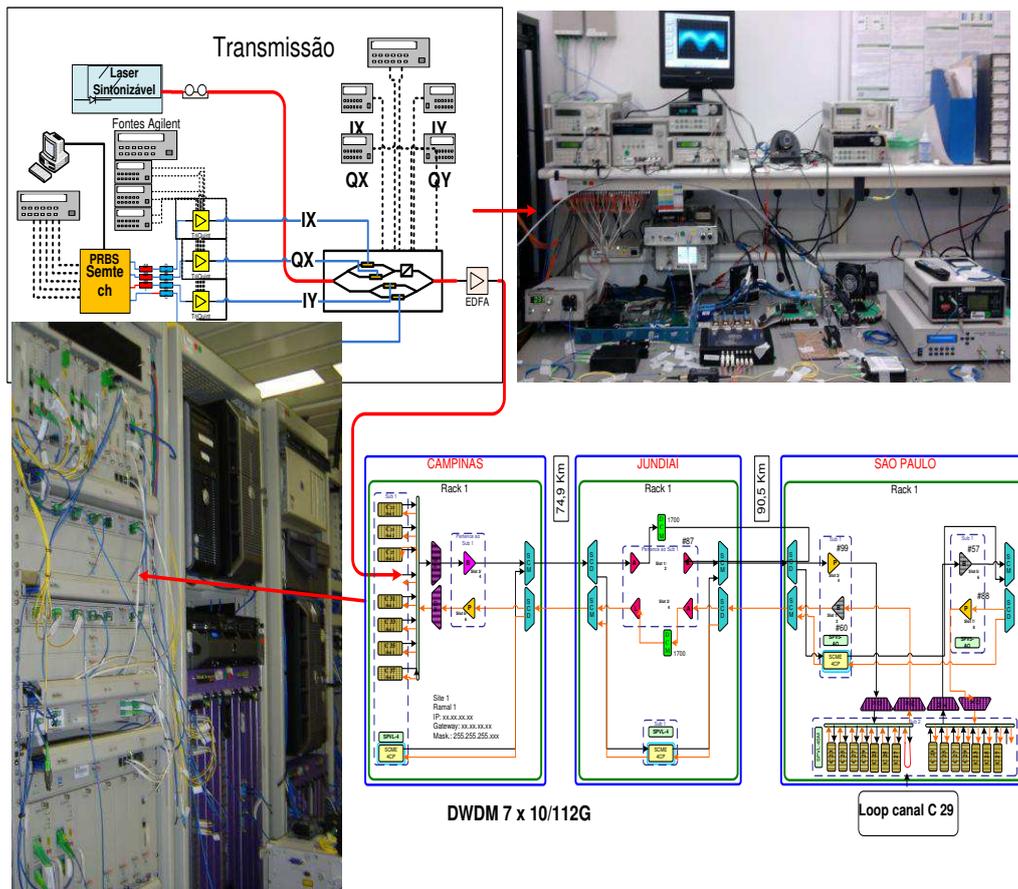


Figura 14: Ilustração do diagrama de blocos da transmissão (Tx) em 112G NRZ PDM-QPSK, e a foto da montagem experimental ao lado, abaixo a representação da rede WDM até São Paulo e a esquerda uma foto do rack em Campinas.

3.4.2.4 ESTRUTURA DA RECEPÇÃO E PROCESSAMENTO

Na Figura 15 temos um diagrama da configuração montada para recepção do sinal utilizado para o teste (a), uma foto da montagem experimental do Rx (b), um diagrama de blocos da recepção (c).

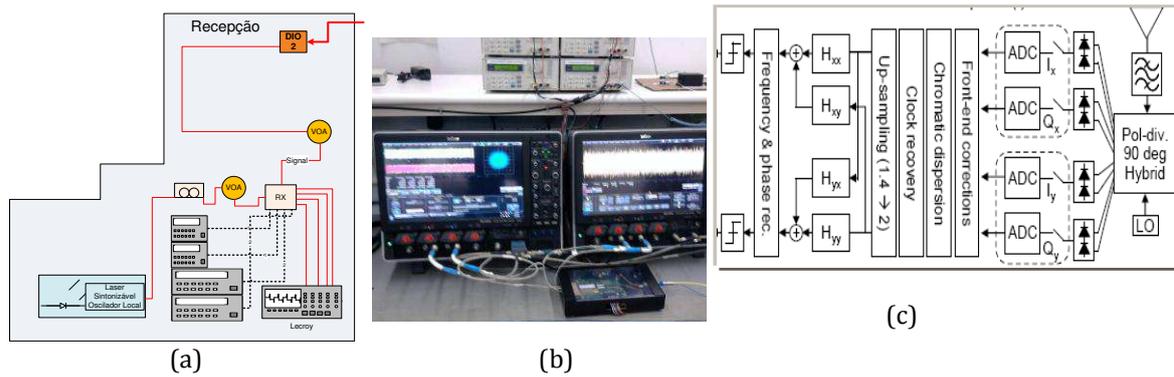


Figura 15: Diagrama da configuração montada para recepção do sinal utilizado para o teste (a), uma foto da montagem experimental do Rx (b), um diagrama de blocos da recepção (c) em 112G NRZ PDM-QPSK.

Um gráfico da constelação recebida (Rx) durante os testes em 112G NRZ PDM-QPSK com as respectivas etapas de processamento pelo DSP encontra-se na Figura 16.

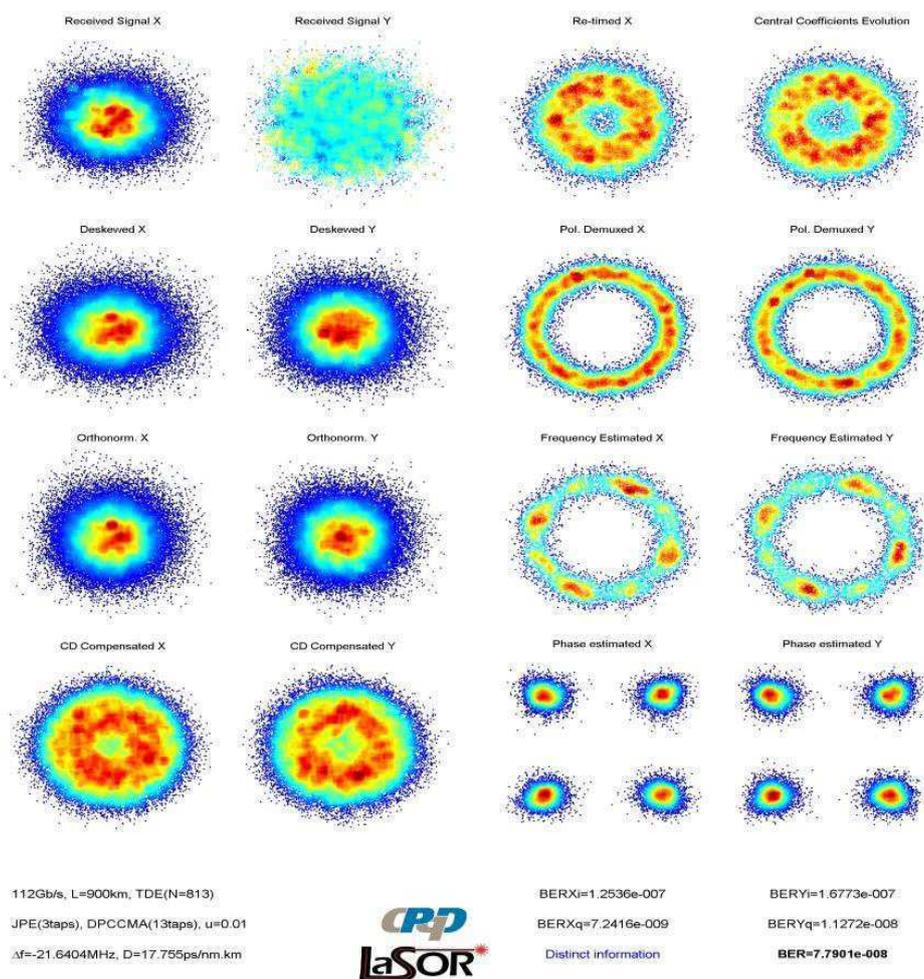


Figura 16: Gráfico da constelação recebida (Rx) durante os testes em 112G NRZ PDM-QPSK.

Nesse ponto torna-se possível a comparação entre o sinal transmitido e o recebido, Figura 13 (c) e Figura 16, respectivamente.

3.4.3 RESULTADOS

Uma bateria de testes foi feita de modo a avaliar de forma ampla o desempenho do sistema de transmissão e recepção a 112 Gb/s operando sobre a Rede Giga. Estas avaliações se basearam na variação de parâmetros físicos do sistema, tais como: OSNR na entrada do receptor, banda de passagem dos filtros óticos do enlace, grau de dispersão do sinal recuperado e estabilidade temporal do sistema. A seguir são brevemente descritos os testes de desempenho.

3.4.3.1 AVALIAÇÃO DE DESEMPENHO BER X OSNR

No fim do percurso do sinal na Rede Giga, imediatamente antes da entrada no receptor, uma montagem experimental foi configurada para possibilitar a análise de desempenho do sistema em termos de BER por OSNR. A montagem consistia basicamente num acoplamento do sinal de saída da rede com a ASE de saída de um EDFA funcionando sem sinal de entrada, de modo que o ajuste do valor da OSNR na entrada do receptor ficasse dependente do nível de bombeio do amplificador. O valor da OSNR, para cada nível de bombeio, foi monitorado por meio de um analisador de espectro ótico (*Optical Spectrum Analyser* - OSA). Para cada valor de OSNR num intervalo entre 11 e 25 dB, com variações de 1 dB, foram tomadas 10 amostragens de 40 mil amostras de sinal recebido a uma taxa de 80 G amostras por segundo. Os dados coletados foram, então, processados *offline* de modo a obter as estimativas de BER de operação do sistema para cada valor alvo de OSNR. Estes resultados podem ser visualizados na Figura 17.

Analisando o gráfico percebe-se que o valor limite de OSNR para que o sistema consiga operar com uma BER abaixo da linha crítica definida pela capacidade dos códigos corretores de erro (FEC limit) situa-se entre 15 e 16 dB, aproximadamente 10 dB abaixo do valor da OSNR real do sinal oriundo do DEMUX da Rede Giga, na recepção.

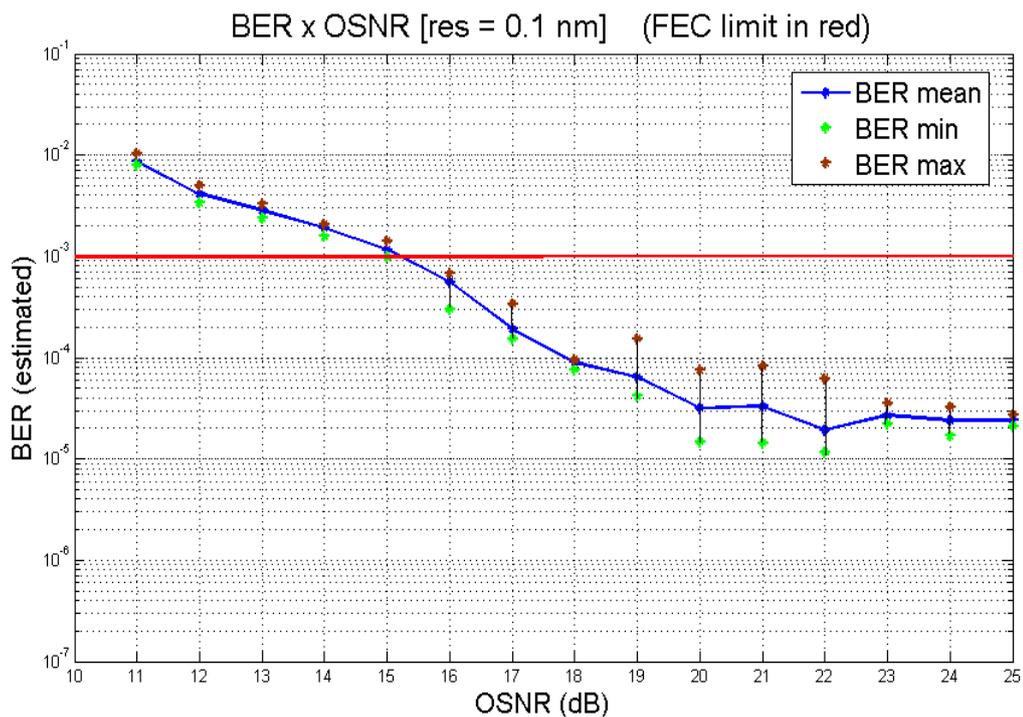


Figura 17: Gráfico da análise com variação de OSNR no sinal recebido na primeira fase do *Field Trial* na Rede Giga, sinal indo de Campinas – São Paulo – Campinas.

3.4.3.2 AVALIAÇÃO DE DESEMPENHO BER X TEMPO

No intuito de verificar o comportamento do sistema durante um período de tempo mais prolongado, foram coletados conjuntos de amostras do sinal na recepção em intervalos de 100 s, num intervalo de 3 horas. Para tanto o receptor foi configurado para responder a um sinal de captura externo, periódico com frequência de 0.01 Hz. A cada pulso de captura o receptor tomou um conjunto de 40 mil amostras do sinal recebido a uma taxa de 80 G amostras por segundo. Essa sequência de medições foi processada posteriormente de forma a determinar como a qualidade da transmissão se comportava ao longo do tempo em termos de BER estimada. O gráfico da BER estimada em função do tempo está ilustrado na Figura 18.

No período de monitoramento, de acordo com o exposto na Figura 18, o desempenho do sistema se manteve estável, com pequenas oscilações da BER em torno de $5,3 \cdot 10^{-6}$, porém consideravelmente distante do limite FEC.

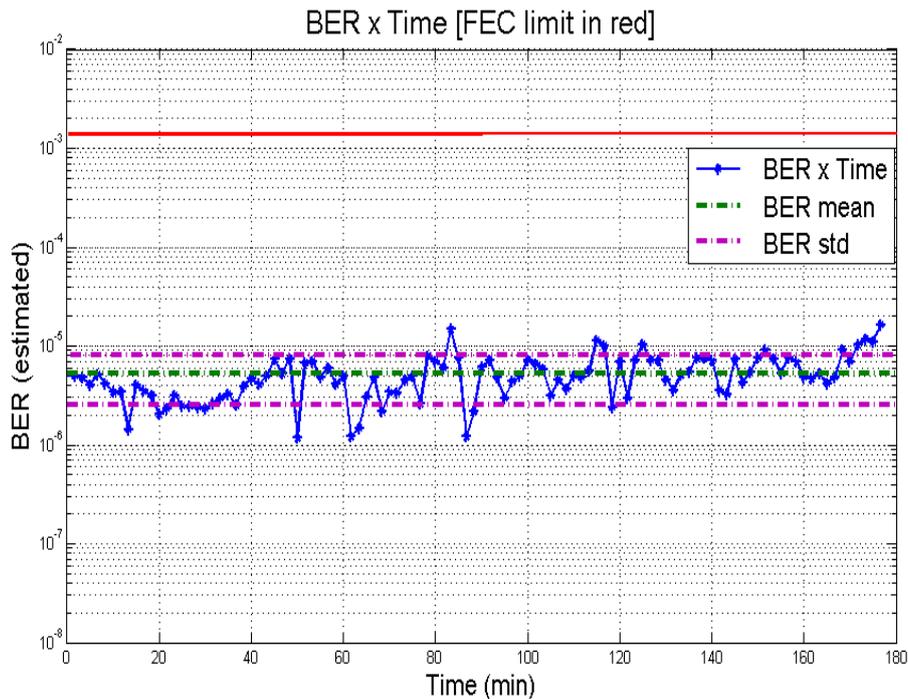


Figura 18: Gráfico da análise temporal de variação da qualidade do sinal recebido na primeira etapa dos testes realizados na Rede Giga com loop back em São Paulo.

3.4.3.3 AVALIAÇÃO DE DESEMPENHO BER X PMD

Um teste adicional foi realizado tendo em vista obter um parâmetro de avaliação sobre o impacto da PMD no desempenho do conjunto de algoritmos de recepção utilizados no processamento digital dos sinais em 100 Gb/s. Nesse teste um aparelho emulador de PMD foi utilizado. Esse emulador possui um controle onde o usuário pode escolher o valor da PMD que deseja adicionar ao sinal de entrada. Esse sinal alterado é, por sua vez, posto na saída do emulador.

Para esta sequência de medidas o emulador foi utilizado para adicionar PMD ao sinal proveniente da Rede Giga, em incrementos de 10 ps. A saída do aparelho foi conectada à entrada do receptor. Para cada valor de PMD adicionado ao sinal modulado foram tomadas 10 amostragens de 40 mil amostras do sinal na entrada do receptor a uma taxa de 80 G amostras por segundo. O gráfico da BER estimada pós-processamento offline versus PMD adicionada ao sinal recebido está ilustrado na Figura 19.

Observa-se uma variação acentuada no valor da BER estimada em alguns valores de PMD adicionada ao sinal, embora a BER ainda continue abaixo do limite

FEC. Considerando o desempenho descrito na Figura 18, a Figura 19 evidencia uma instabilidade na convergência dos algoritmos de recepção com relação ao nível de PMD do sinal recebido.

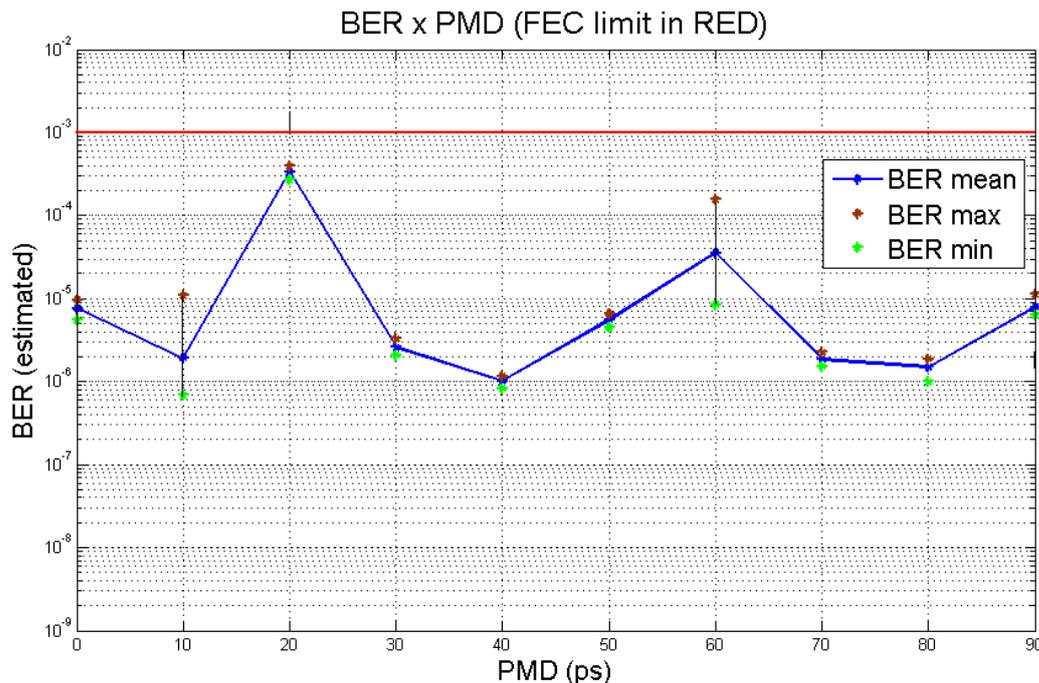


Figura 19: Gráfico da análise da variação do erro em função do aumento da PMD de primeira ordem (DGD).

3.4.3.4 AVALIAÇÃO DE DESEMPENHO BER X FILTRAGEM

O último teste feito foi a verificação qualitativa do impacto da filtragem do sinal recebido na BER estimada pós-processamento digital de sinais. Para tanto, simplesmente o sinal recebido da Rede Giga foi filtrado por filtros óticos passa-banda centrados na frequência da portadora com faixas de passagem de diferentes larguras. Para cada filtro utilizado foram tomadas 10 amostragens de 40 mil amostras do sinal na entrada do receptor a uma taxa de 80 G amostras por segundo. O desempenho de BER média estimada em função da banda de passagem do filtro está ilustrado na Figura 20.

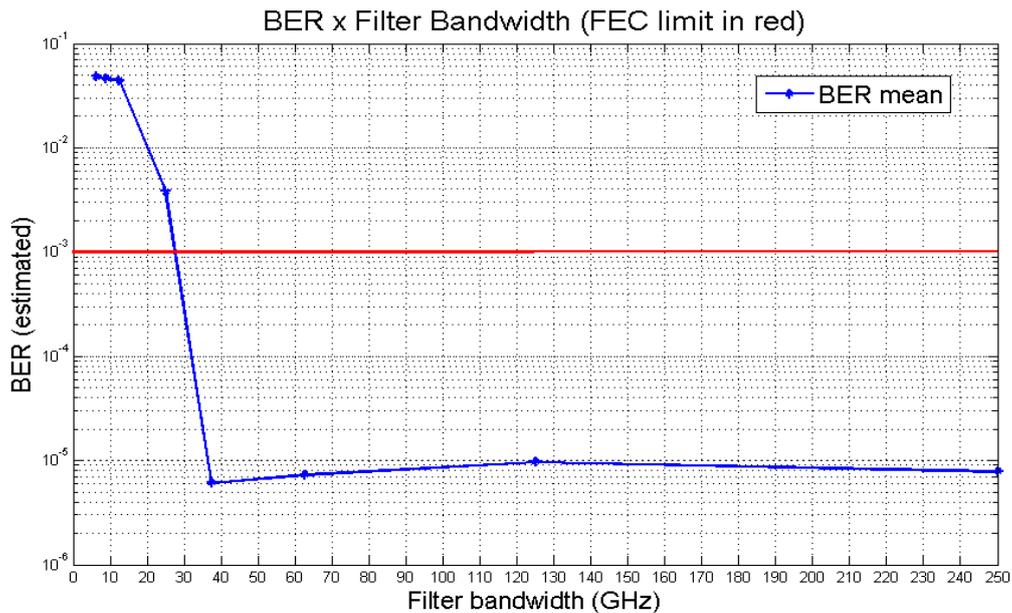


Figura 20: Gráfico da filtragem do canal utilizando o OSA Agilent como filtro.

Nota-se na Figura 20 que o desempenho do sistema sofre uma piora abrupta nos pontos medidos com banda de filtragem menor que 40 GHz. Isso ocorre devido ao impacto da penalidade que a interferência entre símbolos, induzida no sinal pela filtragem, acarreta no fator Q do sinal na entrada do receptor. Na figura 21 estão ilustrados os espectros de saída dos filtros utilizados.

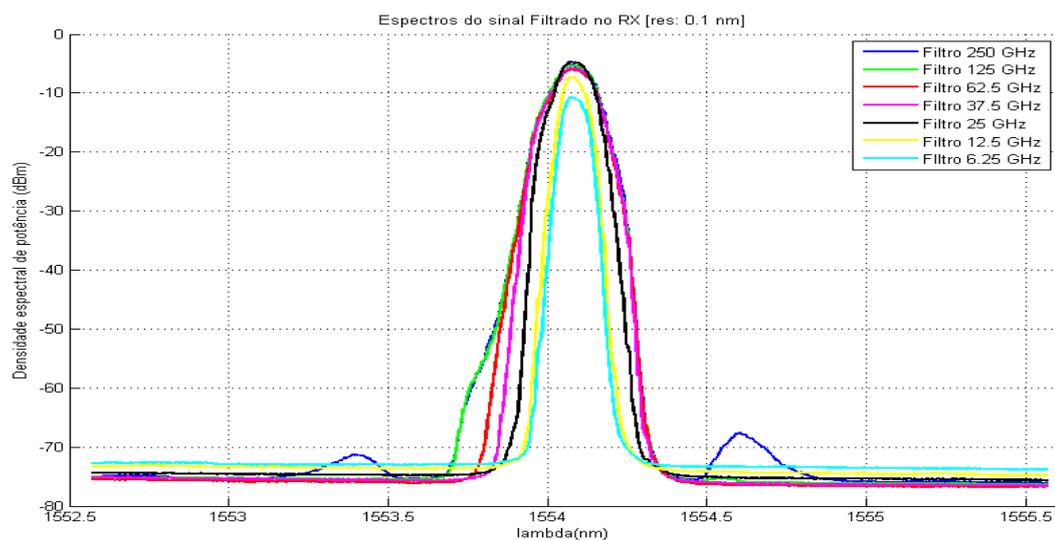


Figura 21: Espectros dos sinais filtrados pelo OSA Agilent num intervalo de 6.25 GHz até 250.00 GHz.

3.5 ATIVIDADES COMPLEMENTARES

Outras atividades que foram efetuadas durante o período de estágio tiveram caráter complementar, com relação às atividades citadas anteriormente. Dentre elas, cita-se:

- Caracterização dos amplificadores EDFA do anel de recirculação;
- Caracterização qualitativa da resposta de módulos de RF utilizados nos instrumentos de medida e análise de sinais digitais de telecomunicações;
- Equalização da potência de saída dos lasers de bancada utilizados nos experimentos;
- Configuração do ROADM WSS para os experimentos nas grades de canais ITU com espaçamento de 50 e 100 GHz;
- Ativação do multiplexador 2:1 elétrico de sinais RF em altas taxas (no caso, dois sinais a 28 Gb/s multiplexados num sinal de 56 Gb/s) para utilização em experimentos de transmissão a 224 Gb/s;

4 CONCLUSÃO

O crescimento da demanda pelos serviços das redes de telecomunicações em todo o mundo é um fenômeno que impulsiona a pesquisa e o desenvolvimento de novas tecnologias de transmissão, principalmente no que toca o aumento da capacidade da camada física das redes de *backbone*. Nesse contexto, o estado da arte em Engenharia de Telecomunicações é a tecnologia de transmissão digital ótica a taxas de 100 Gb/s e além.

Considerando a função complementar de formação que caracteriza um estágio profissional acadêmico, o aprendizado adquirido durante o trabalho realizado no CPqD contribuiu muito, permitindo a familiarização com uma linha de pesquisa avançada e o ambiente de trabalho de um centro de pesquisa aplicada em telecomunicações. Tantos nos aspectos de crescimento pessoal e profissional, ganhos na convivência com os colegas de trabalho (estagiários, engenheiros, técnicos, etc), o período de estágio conseguiu superar as expectativas prévias.

Pessoalmente, constatou-se a solidez e atualidade da formação proporcionada pelo curso de Engenharia Elétrica da UFCG, já conhecida dentro do cenário acadêmico brasileiro, permitindo que um formando seu possa desempenhar um trabalho satisfatório numa área de pesquisa de ponta. O trabalho realizado no estágio contribuiu, entre outros, na elaboração de dois artigos aceitos para apresentação oral na *European Conference and Exhibition on Optical Communication* (ECOC – 2011).

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.

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

Wright, J. T., Da Silva, A. T., & Spers, R. G. (2010). Internet Banda Larga: um Estudo Prospectivo Exploratório sobre a sua Penetração, Tecnologias de Conexão e Impactos no Brasil em 2020. *XIII SemeAd - Seminários em Administração*.

ANEXO A – GRADE DE CANAIS ITU

Channel	f (GHz)	λ (nm)	Channel	f (GHz)	λ (nm)	Channel	f (GHz)	λ (nm)
L48	184800	1622.25	L67	186700	1605.74	L86	188600	1589.57
Q48	184850	1621.81	Q67	186750	1605.31	Q86	188650	1589.15
L49	184900	1621.38	L68	186800	1604.88	L87	188700	1588.73
Q49	184950	1620.94	Q68	186850	1604.45	Q87	188750	1588.30
L50	185000	1620.50	L69	186900	1604.03	L88	188800	1587.88
Q50	185050	1620.06	Q69	186950	1603.60	Q88	188850	1587.46
L51	185100	1619.62	L70	187000	1603.17	L89	188900	1587.04
Q51	185150	1619.19	Q70	187050	1602.74	Q89	188950	1586.62
L52	185200	1618.75	L71	187100	1602.31	L90	189000	1586.20
Q52	185250	1618.31	Q71	187150	1601.88	Q90	189050	1585.78
L53	185300	1617.88	L72	187200	1601.46	L91	189100	1585.36
Q53	185350	1617.44	Q72	187250	1601.03	Q91	189150	1584.95
L54	185400	1617.00	L73	187300	1600.60	L92	189200	1584.53
Q54	185450	1616.57	Q73	187350	1600.17	Q92	189250	1584.11
L55	185500	1616.13	L74	187400	1599.75	L93	189300	1583.69
Q55	185550	1615.70	Q74	187450	1599.32	Q93	189350	1583.27
L56	185600	1615.26	L75	187500	1598.89	L94	189400	1582.85
Q56	185650	1614.83	Q75	187550	1598.47	Q94	189450	1582.44
L57	185700	1614.39	L76	187600	1598.04	L95	189500	1582.02
Q57	185750	1613.96	Q76	187650	1597.62	Q95	189550	1581.60
L58	185800	1613.52	L77	187700	1597.19	L96	189600	1581.18
Q58	185850	1613.09	Q77	187750	1596.76	Q96	189650	1580.77
L59	185900	1612.65	L78	187800	1596.34	L97	189700	1580.35
Q59	185950	1612.22	Q78	187850	1595.91	Q97	189750	1579.93
L60	186000	1611.79	L79	187900	1595.49	L98	189800	1579.52
Q60	186050	1611.35	Q79	187950	1595.06	Q98	189850	1579.10
L61	186100	1610.92	L80	188000	1594.64	L99	189900	1578.69
Q61	186150	1610.49	Q80	188050	1594.22	Q99	189950	1578.27
L62	186200	1610.06	L81	188100	1593.79	L00	190000	1577.86
Q62	186250	1609.62	Q81	188150	1593.37	Q00	190050	1577.44
L63	186300	1609.19	L82	188200	1592.95	C01	190100	1577.03
Q63	186350	1608.76	Q82	188250	1592.52	H01	190150	1576.61
L64	186400	1608.33	L83	188300	1592.10	C02	190200	1576.20
Q64	186450	1607.90	Q83	188350	1591.68	H02	190250	1575.78
L65	186500	1607.47	L84	188400	1591.26	C03	190300	1575.37
Q65	186550	1607.04	Q84	188450	1590.83	H03	190350	1574.95
L66	186600	1606.60	L85	188500	1590.41	C04	190400	1574.54
Q66	186650	1606.17	Q85	188550	1589.99	H04	190450	1574.13

C and L on ITU Grid, H and Q with 50GHz Offset

Channel	f (GHz)	λ (nm)	Channel	f (GHz)	λ (nm)	Channel	f (GHz)	λ (nm)
C05	190500	1573.71	C24	192400	1558.17	C43	194300	1542.94
H05	190550	1573.30	H24	192450	1557.77	H43	194350	1542.54
C06	190600	1572.89	C25	192500	1557.36	C44	194400	1542.14
H06	190650	1572.48	H25	192550	1556.96	H44	194450	1541.75
C07	190700	1572.06	C26	192600	1556.55	C45	194500	1541.35
H07	190750	1571.65	H26	192650	1556.15	H45	194550	1540.95
C08	190800	1571.24	C27	192700	1555.75	C46	194600	1540.56
H08	190850	1570.83	H27	192750	1555.34	H46	194650	1540.16
C09	190900	1570.42	C28	192800	1554.94	C47	194700	1539.77
H09	190950	1570.01	H28	192850	1554.54	H47	194750	1539.37
C10	191000	1569.59	C29	192900	1554.13	C48	194800	1538.98
H10	191050	1569.18	H29	192950	1553.73	H48	194850	1538.58
C11	191100	1568.77	C30	193000	1553.33	C49	194900	1538.19
H11	191150	1568.36	H30	193050	1552.93	H49	194950	1537.79
C12	191200	1567.95	C31	193100	1552.52	C50	195000	1537.40
H12	191250	1567.54	H31	193150	1552.12	H50	195050	1537.00
C13	191300	1567.13	C32	193200	1551.72	C51	195100	1536.61
H13	191350	1566.72	H32	193250	1551.32	H51	195150	1536.22
C14	191400	1566.31	C33	193300	1550.92	C52	195200	1535.82
H14	191450	1565.90	H33	193350	1550.52	H52	195250	1535.43
C15	191500	1565.50	C34	193400	1550.12	C53	195300	1535.04
H15	191550	1565.09	H34	193450	1549.72	H53	195350	1534.64
C16	191600	1564.68	C35	193500	1549.32	C54	195400	1534.25
H16	191650	1564.27	H35	193550	1548.91	H54	195450	1533.86
C17	191700	1563.86	C36	193600	1548.51	C55	195500	1533.47
H17	191750	1563.45	H36	193650	1548.11	H55	195550	1533.07
C18	191800	1563.05	C37	193700	1547.72	C56	195600	1532.68
H18	191850	1562.64	H37	193750	1547.32	H56	195650	1532.29
C19	191900	1562.23	C38	193800	1546.92	C57	195700	1531.90
H19	191950	1561.83	H38	193850	1546.52	H57	195750	1531.51
C20	192000	1561.42	C39	193900	1546.12	C58	195800	1531.12
H20	192050	1561.01	H39	193950	1545.72	H58	195850	1530.72
C21	192100	1560.61	C40	194000	1545.32	C59	195900	1530.33
H21	192150	1560.20	H40	194050	1544.92	H59	195950	1529.94
C22	192200	1559.79	C41	194100	1544.53	C60	196000	1529.55
H22	192250	1559.39	H41	194150	1544.13	H60	196050	1529.16
C23	192300	1558.98	C42	194200	1543.73	C61	196100	1528.77
H23	192350	1558.58	H42	194250	1543.33	H61	196150	1528.38

C and L on ITU Grid, H and Q with 50GHz Offset

Fonte: www.cubeoptics.com , acessado em 05/05/2011.