

UNIVERSIDADE TECNOLÓGICA FEDERAL DO PARANÁ
PROGRAMA DE PÓS-GRADUAÇÃO EM ENGENHARIA ELÉTRICA E
INFORMÁTICA INDUSTRIAL

LUIZ FERNANDO HENNING

**CARACTERIZAÇÃO E DESEMPENHO DE EMISSORES DE BAIXO
CUSTO PARA APLICAÇÃO EM REDES ÓPTICAS PASSIVAS**

TESE DE DOUTORADO

CURITIBA
2016

LUIZ FERNANDO HENNING

**CARACTERIZAÇÃO E DESEMPENHO DE EMISSORES DE BAIXO
CUSTO PARA APLICAÇÃO EM REDES ÓPTICAS PASSIVAS**

Tese de Doutorado apresentada ao Programa de Pós-graduação em Engenharia Elétrica e Informática Industrial da Universidade Tecnológica Federal do Paraná – Área de Concentração: Fotônica Em Engenharia.

Orientador: Alexandre de Almeida Prado Pohl

Co-orientador: Paulo de Tarso Neves Jr.

**CURITIBA
2016**

Dados Internacionais de Catalogação na Publicação

H517c Henning, Luiz Fernando
2016 Caracterização de desempenho de emissores de baixo custo para aplicação em redes ópticas passivas / Luiz Fernando Henning .-- 2016.
185 p.: il.; 30 cm

Texto em português, com resumo em inglês.
Tese (Doutorado) - Universidade Tecnológica Federal do Paraná. Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica e Informática Industrial, Curitiba, 2016.
Bibliografia: p. 147-157.

1. Redes ópticas passivas. 2. Dispositivos optoeletrônicos. 3. Comunicações ópticas. 4. Controle de custo. 5. Redes de acesso FiWi. 6. Sistemas de comunicação sem fio. 7. Métodos de simulação. 8. Fotônica. 9. Engenharia elétrica - Teses. I. Pohl, Alexandre de Almeida Prado, orient. II. Neves Junior, Paulo de Tarso, coorient. III. Universidade Tecnológica Federal do Paraná. Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica e Informática Industrial. IV. Título.

CDD: Ed. 22 -- 621.3

Biblioteca Central da UTFPR, Câmpus Curitiba

Título da Tese Nº. _____

Caracterização E Desempenho De Emissores Ópticos De Baixo Custo Para Aplicação Em Redes Ópticas Passivas.

por

Luiz Fernando Henning

Orientador: Prof. Dr. Alexandre de Almeida Prado Pohl (UTFPR)

Coorientador: Prof. Dr. Paulo de Tardo Neves Junior (UTFPR)

Esta tese foi apresentada como requisito parcial à obtenção do grau de DOUTOR EM CIÊNCIAS – Área de Concentração: Fotônica em Engenharia, pelo Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica e Informática Industrial – CPGEI – da Universidade Tecnológica Federal do Paraná – UTFPR, às 14h do dia 31 de março de 2016. O trabalho foi aprovado pela Banca Examinadora, composta pelos doutores:

Prof. Dr. Alexandre de Almeida Prado Pohl
(Presidente – UTFPR)

Prof. Dr. Júlio Cesar Fernandes de Oliveira
(BRPHOTONICS)

Prof. Dr. Evandro Conforti
(UNICAMP)

Prof. Dr. Paulo Miguel Nepomuceno
Pereira Monteiro
(UA)

Prof. Dr. Luiz Carlos Vieira
(UTFPR)

Visto da Coordenação:

Prof. Emilio Carlos Gomes Wille, Dr.
(Coordenador do CPGEI)

AGRADECIMENTOS

Agradeço a todos os que até aqui me ajudaram em todos os desafios:

a minha amada esposa Célia e aos meus filhos Lucas e Juliana pela paciência e amor recebidos.

Ao IFSC (Campus GW), a todos os colegas da Eletrotécnica e da Mecânica e aos técnicos, pela oportunidade concedida,

Agradeço a CAPES pelo apoio financeiro para que realizasse uma parte do meu doutorado em Portugal.

Ao meu orientador na Universidade de Aveiro, o professor Dr. Paulo Monteiro, por toda a sua ajuda e a sua sempre boa vontade em me auxiliar, e a todo apoio que recebi no Instituto de Telecomunicações. Agradeço por terem aberto todos os laboratórios que precisei para realizar minhas experiências, e a ajuda que foi essencial para a minha tese.

Agradeço ao meu co-orientador, o professor Dr. Paulo Neves, e principalmente pelo meu orientador, o professor Dr. Alexandre Pohl pela dedicação e paciência.

RESUMO

Henning, Luiz Fernando. CARACTERIZAÇÃO E DESEMPENHO DE EMISSORES DE BAIXO CUSTO PARA APLICAÇÃO EM REDES ÓPTICAS PASSIVAS. 185 f. Tese de Doutorado – Programa de Pós-graduação em Engenharia Elétrica e Informática Industrial, Universidade Tecnológica Federal do Paraná. Curitiba, 2016.

Este trabalho tem como eixo principal as redes PON (*Passive Optical Network*), pois, por não terem partes ativas entre a OLT (*Optical Line Terminal*) e as ONU (*Optical Network Units*), são a opção mais interessante atualmente para redução dos custos das comunicações ópticas. Foram analisadas as ONUs incolores (trabalham em qualquer comprimento de onda), e dentro deste tema foram feitas simulações e ensaios experimentais em fontes ópticas de baixo custo (todas com encapsulamento TO), de forma a demonstrar o desempenho delas dentro das redes PONs. Foram propostas duas novas ONUs: uma com auto realimentação interna para o sinal semente e outra para ser utilizada em uma configuração de RoF (*Radio Over Fiber*) que utiliza RSOAs de baixo custo e consegue transmitir canais em SCM até QAM1024.

Palavras-chave: Redes PON, ONU incolor, Sistemas SCM, VCSEL, DFB, FP, RSOA

ABSTRACT

Henning, Luiz Fernando. CHARACTERIZATION AND PERFORMANCE OF LOW COST EMMITTERS FOR APPLICATION IN PASSIVE OPTICAL NETWORKS. 185 f. Tese de Doutorado – Programa de Pós-graduação em Engenharia Elétrica e Informática Industrial, Universidade Tecnológica Federal do Paraná. Curitiba, 2016.

This work has as a main axis the Passive Optical Networks (PON). It does not have active parts between the Optical Line Terminal (OLT) and Optical Network Units (ONUs) and it is currently the most interesting option for reducing optical communication costs. Colorless ONUs, those that work at any wavelength, were analyzed and simulations and experimental tests in low-cost optical sources (TO encapsulation s) were made in order to demonstrate the performance of these PON equipments. Two new ONUs were proposed: one with internal selfseed feedback and another one in a Radio Over Fiber (RoF) configuration which uses low cost RSOAs and can transmit SCM channels to 1024QAM formats.

Keywords: PON Networks, Colourless ONU, SCM Systems, VCSEL, DFB, FP, RSOA

LISTA DE FIGURAS

FIGURA 1	– Representação das redes de acesso como gargalo da Internet	26
FIGURA 2	– Espectro da GPON	28
FIGURA 3	– Esquema de descida da TDM-PON	31
FIGURA 4	– Esquema de subida da TDM-PON	31
FIGURA 5	– Arquitetura WDM-PON	32
FIGURA 6	– Característica bidirecional do AWG	33
FIGURA 7	– Dispositivo AWG	34
FIGURA 8	– Mapa de transmissão dos 40 canais	35
FIGURA 9	– Arquitetura TWDM-PON	36
FIGURA 10	– Proposta da divisão do espectro para as NGPON2	37
FIGURA 11	– Vendas de pontos de Redes PONs por tecnologia de 2010 a 2014	38
FIGURA 12	– Configuração da rede PONY Express 16 da TE Connectivity	39
FIGURA 13	– Conexão entre uma rede GPON/EPON com uma rede WDM-PON	40
FIGURA 14	– Rede UDWDM-PON da Nokia Siemens Network	40
FIGURA 15	– Alternativas para as redes WDM-PON	43
FIGURA 16	– Possíveis ONUs incolores	44
FIGURA 17	– Diagrama de blocos para o sinal de descida	46
FIGURA 18	– Diagrama de blocos para o sinal de subida	46
FIGURA 19	– Diagrama de blocos da parte experimental usada em (HAN <i>et al.</i> , 2004)	48
FIGURA 20	– WDM-PON proposta em (KIM <i>et al.</i> , 2000)	49
FIGURA 21	– WDM-PON proposta em (SHIN, 2004)	50
FIGURA 22	– WDM-PON proposta em (MUN <i>et al.</i> , 2008)	51
FIGURA 23	– Ilustração esquemática da arquitetura WDM-PON proposta em (CHOI <i>et al.</i> , 2004)	52
FIGURA 24	– FP-LD em modo CW como ML e SLs	54
FIGURA 25	– Parte experimental usada em (LEE <i>et al.</i> , 2005)	54
FIGURA 26	– Parte experimental usada em (CHAN <i>et al.</i> , 2002)	55
FIGURA 27	– Diagrama de blocos da parte experimental usada em (HEALEY <i>et al.</i> , 2001)	57
FIGURA 28	– Parte experimental usada em (YEH <i>et al.</i> , 2008)	58
FIGURA 29	– Parte experimental usada em (WONG <i>et al.</i> , 2007)	59
FIGURA 30	– Diagrama de blocos da parte experimental usada em (PAYOUX <i>et al.</i> , 2007)	60
FIGURA 31	– Curva LI do VCSEL	63
FIGURA 32	– Curva LI do FP-LD	64
FIGURA 33	– Curva LI do DFB	64
FIGURA 34	– Curva LI do RSOA	65
FIGURA 35	– Experimento para se obter a resposta em frequência	66
FIGURA 36	– Placa de Circuito Impresso usada como T-Bias no RSOA	66
FIGURA 37	– Placa de Circuito Impresso usada como T-Bias no RSOA (a) Componentes e (b) roteamento das pistas	67
FIGURA 38	– Largura de Banda do RSOA com a pci	67
FIGURA 39	– Largura de Banda do RSOA com a pci da Analog Devices	68

FIGURA 40	– Resposta espectral do FP-LD com $I_{bias} = 5\text{ mA}$	72
FIGURA 41	– Resposta espectral do FP para (a) $I_{bias} = 10\text{mA}$ e (b) $I_{bias} = 30\text{mA}$ (vermelho) e 90mA (azul).	73
FIGURA 42	– Comprimento de onda x I_{bias} no FP-LD para temp = 0°C , 30°C e 60°C (Simulados e medidos)	74
FIGURA 43	– Potência Óptica de Saída x I_{bias} no FP-LD para temp = 0°C , 30°C e 60°C (Simulados e medidos)	75
FIGURA 44	– Resposta espectral do VCSEL para (a) $I_{bias} = 1\text{ mA}$, (b) $I_{bias} = 1,5\text{ mA}$, (c) $I_{bias} = 6\text{ mA}$ e (d) $I_{bias} = 3\text{ mA}$ (vermelho), 6 mA (azul) e 12 mA (verde).	76
FIGURA 45	– Curva do comprimento de onda do VCSEL, do DFB e do FP-LD x I_{bias} para temp = 0°C , 30°C e 60°C	77
FIGURA 46	– Resposta espectral do RSOA para diversas correntes de polarização	78
FIGURA 47	– Potência de saída do VCSEL, do DFB e do FP-LD em função de I_{bias} para temp = 0°C , 30°C e 60°C	79
FIGURA 48	– Curva da corrente de limiar x temperatura para o DFB-LD	80
FIGURA 49	– Ganho do RSOA x Potência do Sinal de Semente	81
FIGURA 50	– Ganho do RSOA x Temperatura	81
FIGURA 51	– Esquemático de uma ONU incolor usando RSOA	84
FIGURA 52	– WDM-PON com 8 canais de descida usando LEDs	86
FIGURA 53	– Fatiamento do espectro do LED feito no AWG	87
FIGURA 54	– Simetria da rede WDM-PON (mostrado o canal 1)	88
FIGURA 55	– Espectro Óptico após o AWG	88
FIGURA 56	– Diagrama do olho do 5 ^o canal após 20 Km de fibra	89
FIGURA 57	– BER vs Comprimento do Enlace para os canais 1 e 5	89
FIGURA 58	– BER vs Comprimento do Enlace para os canais 1 e 5 após utilizar o módulo FEC	90
FIGURA 59	– BER vs Comprimento do Enlace para o canal 5	92
FIGURA 60	– Canal de uma rede WDM-PON usando RSOA	93
FIGURA 61	– Diagrama de olho para o sinal remodulado para um comprimento de enlace de 35 Km e 50 km	94
FIGURA 62	– BER vs Comprimento do Enlace para o canal 5	94
FIGURA 63	– Circuito do Laser CW e o modulador Mach-Zehnder	95
FIGURA 64	– BER vs Comprimento do Enlace para o canal 5	95
FIGURA 65	– Esquema para ensaios de desempenho do VCSEL	97
FIGURA 66	– Diagrama de olho do ensaio do VCSEL para taxas de (a) 1,25 Gbps, (b) 5 Gbps, (c) 8 Gbps e (d) 11 Gbps.	98
FIGURA 67	– Resultados do teste de BER para o VCSEL	99
FIGURA 68	– Experimento de medição da BER para o FP	100
FIGURA 69	– Resultados dos experimentos da medição da BER	100
FIGURA 70	– Experiência de medição da BER com a pci da Analog Devices	101
FIGURA 71	– Resultado da medição da BER utilizando o kit da Analog Devices	101
FIGURA 72	– Solução de ONU com injeção própria encontrada em (CHIUCHIARELLI <i>et al.</i> , 2012)	102
FIGURA 73	– Esquema proposto da nova ONU incolor com FP-LD auto realimentado	103
FIGURA 74	– Resposta espectral inicial do FP-LD	104
FIGURA 75	– Resposta espectral do FP-LD após estabilização	105
FIGURA 76	– Diagrama de olho do sinal de subida na OLT com um comprimento de enlace de 20km	105

FIGURA 77	– Gráfico da BER vs Comprimento do enlace para uma taxa de transmissão de 1,25Gbps	106
FIGURA 78	– Diagrama da experiência do FP-LD	106
FIGURA 79	– Espectro de saída de um FP-LD com e sem IL	107
FIGURA 80	– Espectro de saída de um FP-LD com e sem IL com maior resolução	108
FIGURA 81	– BER em função da atenuação para o circuito auto realimentado do FP-LD com travamento por injeção nas taxa de 1,25 Gbps, 2,5 Gbps e 4 Gbps ..	108
FIGURA 82	– Curva de resposta do circuito realimentado do RSOA 50-50 em função da corrente de polarização	109
FIGURA 83	– Espectro do sinal de saída do RSOA para (a) $I_{bias} = 30 mA$ e (b) $I_{bias} = 80 mA$	110
FIGURA 84	– Curva da Relação Sinal/Ruído Óptico em função da comprimento de onda do filtro passa faixa	110
FIGURA 85	– Curva de resposta do circuito realimentado do RSOA 90-10 em função da corrente de polarização	111
FIGURA 86	– Espectro do sinal de saída para $I_{bias} = 60 mA$ e $I_{bias} = 100 mA$	111
FIGURA 87	– BER em função da atenuação para o circuito auto realimentado do RSOA	112
FIGURA 88	– Divisão dos grupos de tecnologias de redes sem fio	116
FIGURA 89	– Cloud RAN	118
FIGURA 90	– Sistema RoF simplificado	119
FIGURA 91	– Ligação RoF unidirecional simplificada	120
FIGURA 92	– Cenário indoor com aplicação RoF	121
FIGURA 93	– Multiplexagem de sub-portadora	122
FIGURA 94	– Modulação de sub-portadora	123
FIGURA 95	– Esquema de uma ligação RoF utilizando SCM e modulação externa	123
FIGURA 96	– Espectro óptico de um sinal RF modulado sobre uma portadora óptica ...	124
FIGURA 97	– Linearidade entre a potência óptica e a corrente elétrica	125
FIGURA 98	– Efeito de clipping	125
FIGURA 99	– Exemplo de uma arquitetura WDM-RoF	126
FIGURA 100	– Espectro óptico DWDM-RoF	127
FIGURA 101	– Sistema RoF digital.	128
FIGURA 102	– Diagrama de Blocos do Modem proposto em (JULIAO <i>et al.</i> , 2015)	131
FIGURA 103	– Espectro de quatro canais modulados em QAM1024, capturado pelo software de aplicação do ADC, TI Wavevision	132
FIGURA 104	– Constelação recebida na OLT para modulação QAM1024, considerando 20Km de fibra SSMF	133
FIGURA 105	– Diagrama de Blocos do Modem proposto	134
FIGURA 106	– Modelo Simplificado usado no VPI para o fronthaul	136
FIGURA 107	– Canais modulados em SCM sendo recebidos na OLT	136
FIGURA 108	– Espectro de três canais modulados em QAM64, capturado pelo software de aplicação do ADC, TI Wavevision	139
FIGURA 109	– Constelação recebida na OLT para modulação 64QAM, considerando 21,4Km de fibra SSMF	140
FIGURA 110	– BER vs largura de banda das subportadoras para modulação 64QAM (a referência é o canal com pior desempenho)	140
FIGURA 111	– Espectros ópticos de um FP-LD(a) e mapa de injeção estática do FP-LD para um modo específico em 1555nm mostrada em (BLIN <i>et al.</i> , 2003) ...	185

LISTA DE TABELAS

TABELA 1	– Largura de Banda necessária para alguns serviços	26
TABELA 2	– Principais características das tecnologias PON	38
TABELA 3	– Comparação entre as diversas ONUs incolores	44
TABELA 4	– Comparação das Fontes ópticas a serem caracterizadas.	62
TABELA 5	– Estimativa de preços dos dispositivos emissores	62
TABELA 6	– Resumo das Curvas L-I	65
TABELA 7	– Largura de Banda Disponível para os Lasers	66
TABELA 8	– Fontes ópticas caracterizadas.	82
TABELA 9	– Resumo dos Resultados (Máximo limite para $BER \leq 10^{-9}$).	96
TABELA 10	– Comparação entre o número de canais e os tipos de modulação.	138

LISTA DE SIGLAS

PON	<i>Passive Optical Network</i>
OLT	<i>Optical Line Terminal</i>
ONU	<i>Optical Network Units</i>
RoF	<i>Radio Over Fiber</i>
NGPON	<i>Next Generation Passive Optical Networks</i>
ITU-T	<i>International Telecommunication Union - Telecommunication Standardization Sector</i>
IEEE	<i>Institute of Electrical and Electronics Engineers</i>
VCSEL	<i>Vertical-Cavity Surface-Emitting Laser</i>
DFB	<i>Distributed Feedback Laser</i>
FP	<i>Fabry-Perot Laser Diode</i>
LED	<i>Light-Emitting Diode</i>
RSOA	<i>Reflective Semiconductor Optical Amplifier</i>
RN	<i>Remote Node</i>
FSAN	<i>Full Service Access Network</i>
APON	<i>Asynchronous PON</i>
TDM-PON	<i>Time Division Multiplexing - PON</i>
WDM-PON	<i>Wavelength Division Multiplexing - PON</i>
ODN	<i>Optical Distribution Network</i>
P2P	<i>Point To Point</i>
AWG	<i>Arrayed Waveguide Grating</i>
TWDM-PON	<i>Time and Wavelength Division Multiplexed-PON</i>
BLS	<i>Broadband Light Source</i>
ECLs	<i>External-Cavity Lasers</i>
SMSR	<i>Side Mode Suppression Ratio</i>
RIN	<i>Relative Intensity Noise</i>
IL	<i>Injection Locking</i>
PRBS	<i>Pseudo Randomic Binary Sequencer</i>
FEC	<i>Forward Error Correction</i>
FBGs	<i>Fiber Bragg Grattings</i>
PMD	<i>Polarization Mode Dispersion</i>
PDS	<i>Processamento Digital de Sinais</i>
DMLs	<i>Directly Modulated Lasers</i>
ERB	<i>Estação Rádio Base</i>
C-RAN	<i>Cloud-Radio Access Network</i>
CMRI	<i>Center for Mobile Research & Innovation's</i>
RoF	<i>Radio Over Fiber</i>
SCM	<i>sub-carrier multiplexing</i>
D-RoF	<i>Digital Radio Over Fiber</i>
ADC	<i>Analogic Digital Converter</i>
DAC	<i>Digital Analogic Converter</i>

SUMÁRIO

1 INTRODUÇÃO	21
1.1 OBJETIVOS	22
1.2 MOTIVAÇÃO E CONTRIBUIÇÕES ESPERADAS	23
1.3 ORGANIZAÇÃO DA TESE	24
2 CONTEXTO E ESTADO DA ARTE DAS REDES PON	25
2.1 CONTEXTO DAS REDES PON	25
2.2 NGPON	29
2.2.1 TDM-PON	30
2.2.2 WDM-PON	32
2.2.3 TWDM-PON	34
2.3 COMPARAÇÃO ENTRE REDES PONS	35
2.3.1 Padronização	36
2.3.2 WDM-PON - Análise do mercado	37
2.3.3 Custos	41
2.3.4 Alternativas	42
2.3.5 ONUS incolores	43
3 CARACTERIZAÇÃO DE DISPOSITIVOS EMISSORES	61
3.1 CARACTERÍSTICAS ESTÁTICAS	62
3.1.1 Curvas L-I	62
3.1.2 Resposta em Frequência	65
3.2 ENSAIOS DE TEMPERATURA	68
3.2.1 FP-LD	68
3.2.2 Comportamento do Comprimento de Onda com a Temperatura	74
3.2.3 Comportamento da potência de saída com a temperatura	79
3.3 CONSIDERAÇÕES FINAIS DO CAPÍTULO	82
4 DESEMPENHO DE DISPOSITIVOS PARA ONUS INCOLORES	83
4.1 ONUS INCOLORES EM REDES WDM-PON	83
4.1.1 VPI	83
4.1.2 LED	85
4.1.3 DFB	92
4.1.4 RSOA	93
4.1.5 Lasers CW com moduladores externos	94
4.1.6 Comparações entre as fontes ópticas	96
4.2 ONUS INCOLORES SEM AUTO REALIMENTAÇÃO	96
4.2.1 VCSEL	97
4.2.2 FP-LD e DFB-LD	99
4.2.3 RSOA utilizando o CI da Analog Devices	100
4.3 ONU INCOLOR COM AUTO REALIMENTAÇÃO	102
4.3.1 FP-LD	103
4.3.2 RSOA	109
4.4 CONSIDERAÇÕES FINAIS DO CAPÍTULO	112

5 AS REDES PONS E AS COMUNICAÇÕES SEM FIO	114
5.1 COMUNICAÇÕES SEM FIO	114
5.2 C-RAN	116
5.3 RÁDIO SOBRE FIBRA	118
5.3.0.1 Vantagens do Sistema RoF	120
5.3.0.2 Limitações do RoF	120
5.3.0.3 Aplicações do RoF	120
5.3.1 Multiplexagem de sub-portadora	122
5.3.1.1 Multiplexagem por divisão de comprimento de onda	126
5.3.2 Sistemas RoF Digitais	127
5.4 ONU INCOLOR PARA SER UTILIZADA EM SISTEMAS DE ROF	129
5.4.1 Modem utilizando laser sintonizável com modulador externo	130
5.4.2 Modem utilizando RSOA	133
5.5 CONSIDERAÇÕES FINAIS DO CAPÍTULO	141
6 CONCLUSÃO	142
6.1 PROBLEMAS	142
6.2 DISCUSSÕES	142
6.3 PROPOSTAS PARA TRABALHOS FUTUROS	145
6.4 TRABALHOS COMPLETOS PUBLICADOS	145
REFERÊNCIAS	147
Apêndice A – CATÁLOGOS DOS DISPOSITIVOS CARACTERIZADOS	158
Apêndice B – FP-LD SOB O EFEITO DE TRAVAMENTO POR INJEÇÃO	180
B.1 INJEÇÃO DE SINAL SEMENTE COERENTE	180
B.2 SOLUÇÕES EM ESTADO ESTACIONÁRIO	181
B.3 CRITÉRIOS DE ESTABILIDADE E BANDA DE TRAVAMENTO	182
B.4 PROPRIEDADES ESPECTRAIS	184

1 INTRODUÇÃO

A utilização da fibra óptica é cada vez maior, principalmente por não existirem outros meios de comunicação com melhores parâmetros de atenuação, largura de banda disponível, velocidade de propagação e capacidade de transmissão. Os operadores de telecomunicações, bem como os governos, estão investindo fortemente na implementação de redes de fibra óptica (LUO *et al.*, 2016)(WEY *et al.*, 2016)(GOMES *et al.*, 2012).

O aumento de tráfego deve-se sobretudo à procura de serviços como o vídeo pela Internet, jogos "online"/realidade virtual, televisão pela Internet (IPTV), aplicações de troca de conteúdos entre os usuários (*peer-to-peer*), dispositivos portáteis com acesso à Internet e câmeras (como por exemplo os telefones 3G/4G), escolas, segurança doméstica, casa inteligente, controle de acessos, comércio eletrônico, redes sociais e tantas outras novas aplicações que a cada dia aparecem. Este percurso evolutivo vem sendo constantemente atualizado para atender às necessidades crescentes de banda larga e de novos serviços, caminhando-se para as chamadas Redes Ópticas Passivas de Nova Geração, NGPON (*Next Generation Passive Optical Networks*) (KHOTINSKY, 2016)(NESSET, 2015) (LOPES, 2012).

Em resposta a estas necessidades, recentemente, novos padrões da ITU-T (*International Telecommunication Union - Telecommunication Standardization Sector*) ou do IEEE (*Institute of Electrical and Electronics Engineers*) surgiram. Evidentemente, ambos os grupos de normalização sentiram a necessidade de definir taxas de dados mais rápidas para satisfazer os requisitos dos novos serviços disponíveis.

Novas topologias de redes PONs (*Passive Optical Networks*) estão sendo atualmente desenvolvidas e avaliadas. Espera-se que as NGPONs cumpram alguns requisitos mínimos:

Requisitos gerais propostos para as NG-PON2: (CHANCLOU *et al.*, 2012)

- (1) 40 Gbps de taxa de transmissão no sentido de descida dos dados;
- (2) 10 Gbps de taxa de transmissão no sentido de subida dos dados;
- (3) Cada OLT (*Optical Line Terminal*) deve poder atender, no mínimo, 64 usuários;

- (4) 20 *km* de alcance básico da rede;
- (5) Pelo menos 60 *km* devem ser atingidos com a adição (caso necessário) do equipamento extensor de alcance (*reach extender*) na ODN (*Optical Device Network*) ;
- (6) Reutilização ao máximo das infraestruturas atualmente implantadas;
- (7) Utilização de ONUs incolores.

Além de não utilizar nenhum dispositivo ativo (que necessita de alimentação elétrica) em sua rede, as redes PONs apresentam a vantagem de utilizar apenas uma única fibra óptica para transmitir dados na descida e na subida, diminuindo assim o número de conexões e a complexidade do sistema.

O custo dos equipamentos é hoje um dos principais obstáculos para a implantação das redes PONs. Um dos fatores que contribuem para o custo final é a necessidade de se ter um laser na OLT para cada comprimento de onda, o que também onera muito o custo das ONUs (*Optical Network Units*). De acordo com (White Paper: Transmode, 2012), uma padronização das ONUs resultaria em maior escala de produção, que por sua vez, resultaria em redução de custos para os fabricantes e usuários finais.

Para se conseguir uma maior redução dos custos, é necessário que as ONUs sejam equipamentos incolores (*Colorless*). Um equipamento dito incolor independe do comprimento de onda utilizado pelo canal, isto é, sua recepção deve funcionar com qualquer comprimento de onda recebido e sua transmissão deve transmitir qualquer comprimento de onda pedido pelo canal. Isto resulta que todos os clientes possuirão o mesmo equipamento e uma produção em massa fará com que o preço da ONU seja reduzido significativamente, além de diminuir os custos com estoque, despesas operacionais e de manutenção (LUO *et al.*, 2016)(WEY *et al.*, 2016)(CHEN, 2014).

A parte óptica de uma ONU incolor representa uma grande parcela de seu custo final. Existem atualmente no mercado uma variedade grande de fontes ópticas que podem ser utilizadas e, dentro deste universo as fontes com menor custo são as que possuem o encapsulamento do tipo TO (sem controle externo de temperatura).

1.1 OBJETIVOS

Em uma rede PON, o item que apresenta os maiores custos são as ONUs (*Optical Network Units*), pois é necessário uma ONU para cada usuário. Atualmente existe uma grande

esforço de P&D para a utilização de fontes ópticas de baixo custo e que não necessitem de moduladores externos para atingir as altas taxas de transmissão necessárias. A caracterização de fontes ópticas de baixo custo que utilizam encapsulamento do tipo TO é o principal eixo deste trabalho. Foram analisadas as ONUs incolores, e dentro deste tema foram realizadas simulações e ensaios experimentais em fontes ópticas de baixo custo (todas com encapsulamento TO), de forma a demonstrar o desempenho delas dentro das redes PONs. Foram analisados as fontes ópticas de baixo custo tipo VCSEL (*Vertical-Cavity Surface-Emitting Laser*), DFB (*Distributed Feedback Laser*), FP (*Fabry-Perot Laser Diode*), LED (*Light-Emitting Diode*) e também o RSOA (*Reflective Semiconductor Optical Amplifier*). Estas fontes ópticas foram caracterizadas, simuladas e testadas em configurações de ONUs incolores, de forma de avaliar o desempenho e a possibilidade de suas utilizações nas NGPON. Neste trabalho é proposta uma nova configuração de ONU com auto realimentação interna que ao contrário dos estudos atuais que propõe modificações na ODN (*Optical Device Network*), o processo de realimentação é feito totalmente dentro da ONU, não requerendo uma realimentação externa e garantindo que novas atualizações dentro da rede possam continuar existindo. Também é proposta uma configuração de ONU para ser utilizada em uma configuração de RoF (*Radio Over Fiber*) onde o desempenho com fontes ópticas de baixo custo foi avaliado.

1.2 MOTIVAÇÃO E CONTRIBUIÇÕES ESPERADAS

Em (FORZATI; MATTSSON, 2013) é descrito o benefício que a cidade de Estocolmo obteve com a implantação de uma rede óptica que pode ser utilizada pela totalidade de sua população. Além dos 2,3 bilhões de dólares já proporcionados de economia ao estado, o bem estar da população é enorme, pois tarefas rotineiras como marcação de uma consulta médica ou um agendamento na prefeitura são hoje realizados pela Internet, proporcionando um ganho de tempo, menor congestionamento nas ruas, etc. Isto se chama inclusão digital.

Em um país com pequena população e com um alto PIB, como a Suécia, é mais simples de se atingir este objetivo do que no Brasil. O grande entrave para se conseguir esta inclusão digital de modo universalizado reside no alto custo da implantação das redes de fibras ópticas.

As redes PONs são constituídas de elementos que não necessitam de alimentação elétrica no trecho fora das dependências da operadora ou do usuário, e se apresentam como ótimas candidatas para o segmento de acesso, devido ao seu custo inferior em relação as outras arquiteturas. As redes PONs oferecem confiabilidade, robustez e elevadas taxas de transmissão em distâncias de até dezenas de quilômetros.

O que motivou o desenvolvimento deste trabalho foi poder contribuir com a diminuição de custos das redes PONs, propondo arquiteturas mais simples, principalmente nas ONUs, e o estudo de fontes ópticas de baixo custo nestas configurações.

1.3 ORGANIZAÇÃO DA TESE

No primeiro capítulo desta tese são descritos os objetivos e a motivação desta tese.

No capítulo dois é realizada uma introdução às redes PONs e discutido o estado da arte através da análise de artigos relevantes que tratam do mesmo tema.

No capítulo três é mostrada a caracterização de quatro modelos comerciais de fontes ópticas de baixo custo que poderão ser utilizadas nas NGPON.

O capítulo quatro apresenta o estudo desenvolvido para aplicar estes dispositivos emissores de baixo custo dentro das ONUs. São apresentados as simulações e os resultados experimentais obtidos.

A integração entre as redes ópticas e as comunicações sem fio está cada vez maior, e no capítulo cinco é mostrado um estudo de caso da aplicação de uma ONU incolor com emissores de baixo custo dentro deste ambiente.

O capítulo seis traz uma conclusão desta tese e os trabalhos futuros.

No apêndice estão colocados os catálogos dos dispositivos testados e também uma pequena introdução teórica ao efeito de travamento por injeção (IL, *Injection Locking*).

2 CONTEXTO E ESTADO DA ARTE DAS REDES PON

Neste capítulo é realizada uma introdução às redes PONs e discutido o estado da arte através da análise de artigos relevantes que tratam do mesmo tema.

Na seção 2.1 é mostrado o lugar das redes PONs dentro do universo das redes de acesso. A seção 2.2 discute a evolução das redes PONs, passando das tradicionais TDM-PON (Multiplexação por Divisão de Tempo) e avançando para as WDM-PON (Multiplexação por Divisão de Comprimento de Onda) e TWDM-PON (Multiplexação por Divisão de Tempo e Comprimento de Onda). A seção 2.3 faz uma comparação entre os diversos tipos de redes PONs disponíveis. Mostrando os esforços para uma padronização destas redes, uma análise de custos e do mercado atual, além das pesquisas realizadas para conseguir-se as ONU's incoloras.

2.1 CONTEXTO DAS REDES PON

As redes de telecomunicações podem ser classificadas em redes geograficamente distribuídas (Wide Area Networks - WANs), redes metropolitanas (Metro Area Networks - MANs) e redes locais (Local Area Networks - LANs) (KAMINOW *et al.*, 2008)(SANTOS, 2012).

Uma WAN abrange uma grande área geográfica, que se estende por centenas ou até milhares de quilômetros englobando um país ou continente. As taxas de dados em operação nestas redes chegam a dezenas de Tera Bits por segundo. As MANs cobrem dezenas de quilômetros, geralmente cidades ou regiões metropolitanas. Suas taxas de transmissão por portadora chegam a 100 *Gbps*. Já as LANs são redes locais de uso mais restrito, contidas em um único edifício ou em um campus universitário, por exemplo. Sua distância máxima atinge poucos quilômetros e, normalmente operam com taxas na ordem dos *Mbps*, porém as redes mais modernas chegam a operar com taxas de até 40 *Gbps* (ASAKA *et al.*, 2015)(KAMINOW *et al.*, 2008).

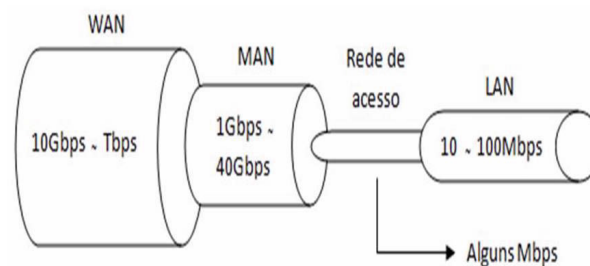
Entre as MANs e as LANs estão situadas as redes de acesso, que são responsáveis pela

Tabela 1: Largura de Banda necessária para alguns serviços (SILVA, 2010).

SERVIÇOS	LARGURA DE BANDA (Mbps)
Três canais de HDTV	60
Internet	10
Vídeo Conferência (telefone)	2
Telemetria/Controle Remoto	1
TOTAL	> 75

conexão da central do provedor de serviço (*Central Office - CO*) aos assinantes residenciais ou às empresas. A extensão de tais redes pode atingir dezenas de quilômetros.

Antes da implantação das redes ópticas, as redes de acesso eram o maior “gargalo” das redes de telecomunicações (SANTOS, 2012). Uma representação esquemática da hierarquia das redes pode ser observada na figura 1, onde é mostrada a condição anterior ao uso das fibras ópticas nas redes de acesso.

**Figura 1: Representação das redes de acesso como gargalo da Internet.**

As redes de acesso eram conhecidas antigamente como redes de última-milha, mas, devido à relevância que vêm obtendo nos últimos anos, passaram a ser conhecidas como redes de primeira-milha. A demanda de largura de banda exigida pelos usuários (sejam eles residências ou empresas) vem aumentando rapidamente (ver a Tabela 1) e as soluções de acesso banda larga atualmente empregadas, como a Linha Digital de Assinante (*Digital Subscriber Line - DSL*) se tornaram insuficientes (SILVA, 2010).

Devido à sua grande largura de banda, as fibras ópticas têm sido tradicionalmente usadas como meio físico para transmissão de dados em MANs e WANs. Os elevados custos dos equipamentos ópticos não são um problema nestas redes, já que elas chegam a conectar milhões de usuários. Com o surgimento de novos serviços e o aumento na demanda por largura de banda de clientes residenciais e empresas, a fibra óptica tem chegado cada vez mais próxima dos usuários. Tendo em vista que as redes de acesso geralmente conectam algumas dezenas ou centenas de usuários, é portanto fundamental analisar o custo da implantação da fibra nestas redes (LUO *et al.*, 2016)(WEY *et al.*, 2016)(ESSIAMBRE *et al.*, 2010).

As redes de fibras ópticas de acesso podem ser classificadas em duas categorias de acordo com a distribuição dos cabos ópticos: a arquitetura ponto-a-ponto e a ponto-multiponto. Na topologia física ponto-a-ponto, o número de fibras é igual ao número de usuários, o que torna mais difícil a instalação e a manutenção de equipamentos e acessórios. Na arquitetura ponto-multiponto, diversos usuários compartilham uma fibra até um nó remoto (RN), a partir do qual cada cliente dispõe do seu próprio enlace óptico. O RN pode ser passivo ou ativo, dependendo se é eletricamente alimentado ou não. Se requerer suprimento de energia, a arquitetura é chamada de Rede Óptica Ativa (AON). Caso contrário, a arquitetura recebe o nome de Rede Óptica Passiva (PON).

As PONs são mais vantajosas do que as AONs em termos de instalação, operação, manutenção da rede e possibilidade de novas atualizações. A planta externa de uma rede óptica passiva implica em menor gasto de capital já que não há componentes elétricos no campo, tais como roteadores Ethernet ou amplificadores. Gastos operacionais também são reduzidos nas PONs, tendo em vista que não há necessidade dos operadores proverem e monitorarem a energia elétrica no campo ou manterem baterias reservas (KAZOVSKY *et al.*, 2011).

Em uma rede PON existe uma única fibra óptica entre a OLT (*Optical Line Terminal*) e o nó remoto RN (*Remote Node*), e esta é compartilhada por todos os usuários conectados à rede. A rede óptica entre a OLT e as ONUs (*Optical Network Unit*) é passiva, ou seja, não há necessidade de qualquer fonte de alimentação neste caminho.

As PONs podem ser configuradas na arquitetura chamada FTTx (*Fiber To The x*) : FTTH: fibra até a residência (Home), FTTB: fibra até o prédio (Building) ou FTTCab: fibra até o armário (Cabinet).

O desenvolvimento das redes PON começou no final da década de 1980, conduzido pelo grupo de trabalho FSAN (*Full Service Access Network*), e levou à criação da norma APON (*Asynchronous PON*) em 1995. Por utilizar o protocolo de comunicação ATM (*Asynchronous Transfer Mode*), ela oferece uma elevada qualidade de serviço (QoS). Por outro lado, a eficiência da transmissão é reduzida, já que se utilizam muitos bytes de cabeçalho nas células. A APON fornecia uma largura de banda para a descida dos dados (sentido da OLT para as ONUs) de 622 *Mbps* e uma largura de banda no sentido de subida dos dados (sentido das ONUs para a OLT) de 155 *Mbps* e buscava principalmente servir as empresas. A norma APON foi padronizada pelo ITU-T, e através de melhorias nesta foi desenvolvida a rede BPON (*Broadband PON*) em 1998, que foi redefinida em 2005 para permitir taxas de bits mais elevadas. As novas taxas de transmissão definidas foram de 1,2 *Gbps* e 622 *Mbps* para os sinais de descida e subida. A BPON já pode ser considerada uma tecnologia ultrapassada tendo

em vista que poucos provedores de serviço dos Estados Unidos ainda a utilizam. (IANNONE *et al.*, 2016)(KAZOVSKY *et al.*, 2011)

Em 2001, o grupo FSAN iniciou o desenvolvimento das redes GPON (*Giga PON*), padronizadas em 2003 pelo ITU-T. Esta norma fazia a convergência entre a ATM e a Ethernet, uma vez que nessa altura o segundo protocolo já estava virando o padrão universal. A GPON suporta taxas de bits no sentido de descida de até 2,5 *Gbps* e no sentido de subida de até 1,25 *Gbps*. Ao mesmo tempo em que deu o início do desenvolvimento da rede GPON, o IEEE criou um grupo de estudo chamado Ethernet na primeira milha (Ethernet First Mile - EFM), destinado a desenvolver um padrão de rede PON exclusivamente com base em Ethernet. Este padrão foi chamado de EPON (Ethernet PON) e tornou-se o padrão IEEE 802.3ah em junho de 2004. Ela pode suportar até 1,25 *Gbps* na descida e até 1 *Gbps* na subida dos dados. Esta rede trabalha com pacotes de tamanho variável, diferentemente da rede anterior, o que permite grande eficiência no tratamento de tráfego IP. Considerando que em cada OLT se conectam, tipicamente, 16 ou 32 ONUs, a largura de banda média para cada usuário seria em torno de 60 ou 30 *Mbps*, respectivamente (IANNONE *et al.*, 2016).

A GPON possui então três fluxos de informação em comprimentos de onda distintos (descida de dados, descida de vídeo e subida de dados). Desse modo, os dados não disputam largura de banda e existe uma frequência reservada para vídeo.

A figura 2 mostra como o espectro em uma rede GPON é organizado.

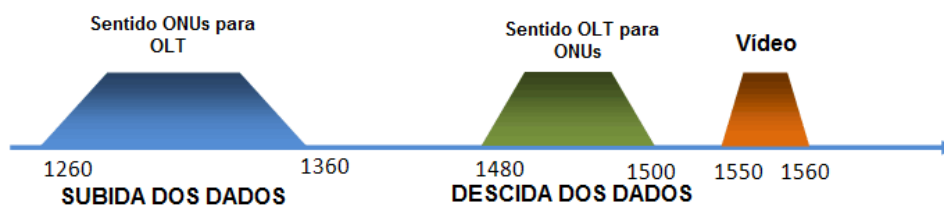


Figura 2: Espectro da GPON.

Para satisfazer o crescente aumento da largura de banda, os atuais sistemas 2,5 GPON foram atualizados para suportar 10 *Gbps* no sentido de descida. Num cenário residencial com distribuição de HDTV (*High Definition TV*), o 10GPON (XGPON) é capaz de suportar milhares de fluxos simultâneos de vídeo, com uma passagem muito rápida ao longo do tempo entre os diversos canais devido à natureza *broadcast* da PON, ao mesmo tempo que suporta a gama completa de serviços unidirecionais personalizados (*unicast*).

O IEEE ratificou a norma 10G-EPON em 2009. Esta oferece duas opções de taxa de bits, uma com 10 *Gbps* de largura de banda simétrica, e a segunda opção com 10 *Gbps*

para a descida dos dados e 1 *Gbps* para a subida dos dados. Este padrão é compatível com o padrão EPON. Em 2010 o ITU-T padronizou o XG-PON1. Este padrão permite 10 *Gbps* para a descida e 2,5 *Gbps* para a subida dos dados. A tecnologia XG-PON2 consiste no incremento da taxa de transmissão no canal de subida, de 2,5 *Gbps* para 10 *Gbps*, possuindo assim taxa de transmissão simétrica nas direções de subida e descida dos dados. Inicialmente é prevista a possibilidade de migração a partir da GPON para a XG-PON1 e futuramente para a XG-PON2 (LUO *et al.*, 2016)(WEY *et al.*, 2016).

Todas as redes padronizadas até momento são baseadas em multiplexação por divisão no tempo TDM-PON (*Time Division Multiplexing - PON*). Como alternativa, as PONs baseadas em multiplexação por divisão de comprimento WDM-PON (*Wavelength Division Multiplexing - PON*) são capazes de atender uma maior demanda em comparação com a rede TDM-PON, e está sendo estudada a sua utilização nas NGPON.

2.2 NGPON

A evolução da tecnologia NG-PON encontra-se dividida em duas fases: NG-PON1 e NG-PON2 (KHOTINSKY, 2016).

A primeira fase, NG-PON1, é uma solução de médio prazo que requer a coexistência da tecnologia XG-PON com G-PON no mesmo ODN (*Optical Distribution Network*), permitindo a utilização das infraestruturas já existentes. Além disso, permite uma migração lenta, favorecendo aos operadores de telecomunicações um maior controle dos custos, uma vez que os utilizadores G-PON não necessitam que a migração seja feita instantaneamente para as XG-PON, podendo ir atualizando ao longo do tempo os clientes G-PON.

Por sua vez, a segunda fase, NG-PON2, é uma solução a longo prazo e não requer a coexistência com as G-PON no mesmo ODN. Desta forma, será necessário um elevado investimento por parte dos operadores de telecomunicações, uma vez que é necessário implantar um novo ODN, independente do atualmente utilizado para os clientes G-PON. Além disso, ao contrário da fase NG-PON1, que tem objetivos claros, esta segunda fase é ainda alvo de elevada atividade de investigação, sendo várias as tecnologias candidatas a serem adotadas para as NG-PON2 (KHOTINSKY, 2016).

Até 2012 era previsto que o início da implantação das redes NGPON2 seria em 2015, e que a padronização destas redes seria no mesmo período. De acordo com (RIGBY, 2012) as redes NG-PON2 não serão padronizadas antes de 2020 .

Requisitos gerais propostos para as NG-PON2: (CHANCLOU *et al.*, 2012)

(KHOTINSKY, 2016)

- (1) 40 *Gbps* de taxa de transmissão no sentido de descida dos dados;
- (2) 10 *Gbps* de taxa de transmissão no sentido de subida dos dados;
- (3) Cada OLT deve poder atender, no mínimo, 64 usuários;
- (4) 20 *km* de alcance básico da rede;
- (5) Pelo menos 60 *km* devem ser atingidos com a adição do equipamento extensor de alcance (*reach extender*) na ODN (caso necessário);
- (6) Reutilização ao máximo das infraestruturas atualmente implantadas;
- (7) Utilização de ONUs incolores.

2.2.1 TDM-PON

A maior parte das redes PONs atualmente implantadas são baseadas nas normas mencionadas anteriormente, e são conhecidas como arquiteturas TDM-PON, uma vez que operam utilizando tecnologia TDM. A transmissão de dados na subida é realizada compartilhando o tempo e a largura de banda disponível entre todos os assinantes (TDMA), enquanto a transmissão de dados no sentido de descida é realizada através do envio de todos os dados para todas as ONUs, sendo estas responsáveis por selecionar os dados destinados aos assinante(s) associado(s) (IANNONE *et al.*, 2016) (KAZOVSKY *et al.*, 2011).

No sentido de descida dos dados, a transmissão ocorre em *broadcasting*, sendo que cada ONU recebe toda a informação provida pela OLT e filtra os dados que lhe são destinados, como pode ser observado na Figura 3. No entanto, precauções relativas à segurança devem ser tomadas para garantir que usuários mal intencionados não tenham acesso a toda informação da rede (criptografia, por exemplo) (SANTOS, 2012). A faixa de comprimento de onda utilizada nesse sentido de tráfego varia entre 1480 *nm* a 1500 *nm*.

No sentido de subida, cada ONU tem uma janela temporal pré-determinada e, durante este intervalo, pode usar toda a largura de banda provida pelo canal óptico. O divisor óptico atuando como um combinador de potências, é responsável por combinar as sequências de dados e mandar as informações de todos os usuários a OLT (Figura 4). A OLT é responsável por alocar as janelas temporais de cada usuário, com intuito de evitar colisões no tráfego de subida dos dados. De forma complementar, as ONUs devem negociar com a OLT quando elas podem

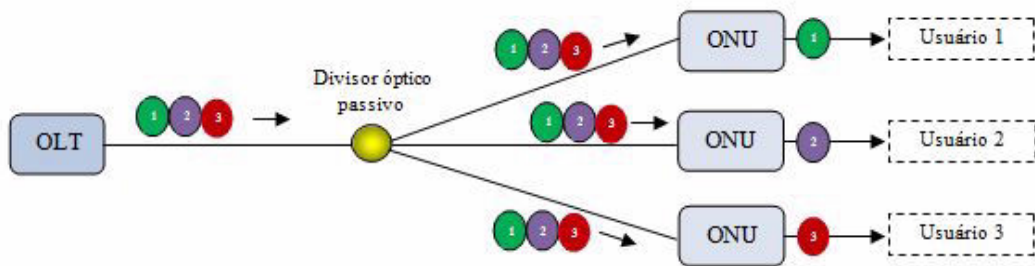


Figura 3: Esquema de descida da TDM-PON.

transmitir seus dados, levando-se em consideração as diferentes distâncias que pode haver entre elas. Nesse contexto, uma característica importante é a Alocação Dinâmica de Largura de Banda (*Dynamics Band Allocation - DBA*), cujos algoritmos permitem uma melhor eficiência da rede, alocando um número maior de janelas temporais para aqueles usuários com maior intensidade de tráfego. A faixa de comprimento de onda utilizada na subida dos dados varia entre 1260 nm a 1360 nm (IANNONE *et al.*, 2016).

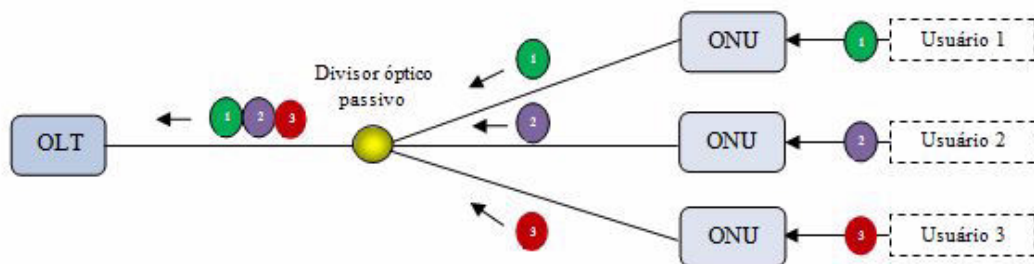


Figura 4: Esquema de subida da TDM-PON.

Nas redes TDM-PON toda a banda é compartilhada por vários usuários, ou seja, cada usuário tem apenas uma parte limitada da capacidade do sistema ao seu dispor. Embora a rede TDM-PON tenha uma boa relação custo/benefício para prover o acesso de banda larga ao cliente final, esta tem duas grandes desvantagens: a primeira é relativa à segurança; a outra é devido à perda por divisão de potência nos divisores ópticos, o que limita o número possível de ONUs. Para superar estas limitações pode usar-se a rede WDM-PON, que é simplesmente a combinação de múltiplos sinais ópticos, com diferentes comprimentos de onda, devidamente espaçados entre si e que propagam-se na mesma fibra óptica levando ao aumento da capacidade de transmissão (KAZOVSKY *et al.*, 2011).

2.2.2 WDM-PON

Segundo o relatório da Ofcom (Independent regulator and competition authority for the UK communications industries) de 2010 (Report for Ofcom, 2010), a implantação das redes WDM-PON devem ser iniciadas a partir das NGPON2.

Em vez de inserir a informação em uma fibra óptica usando apenas dois lasers, como no caso da GPON, o princípio básico desta tecnologia caracteriza-se por utilizar vários lasers com espaçamentos apropriados entre os seus comprimentos de onda (ver a Figura 5). Para cada usuário, a rede WDM-PON é um esquema P2P (*Point To Point*), já que não existe um compartilhamento de tempo da largura de banda, e onde cada usuário possui o seu próprio comprimento de onda e usufrui de sua largura de banda completa. Em uma arquitetura típica WDM-PON substitui-se o divisor óptico passivo (*optical power splitter*) por um filtro seletivo de comprimento de onda (*wavelength selective filter*). Esse filtro é frequentemente implementado através de um AWG (*Arrayed Waveguide Grating*).

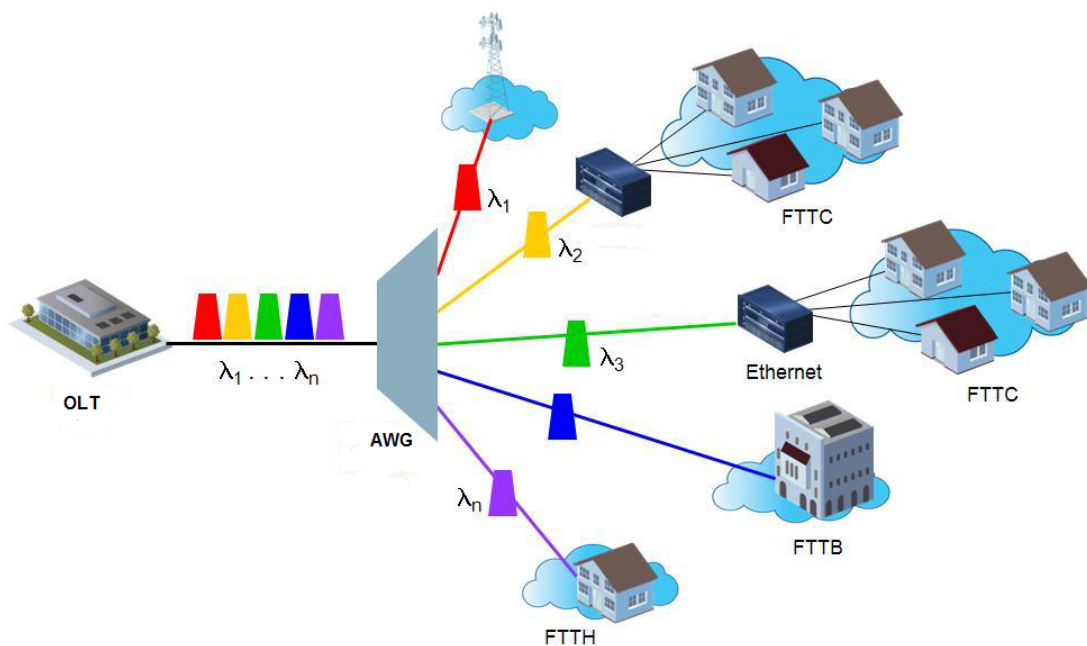


Figura 5: Arquitetura WDM-PON.

Fonte: Adaptado de <<http://www.gta.ufrj.br/>>.

O AWG é um dispositivo passivo que provê o roteamento fixo de um sinal óptico a partir de uma dada porta de entrada para uma determinada porta de saída, baseado no comprimento de onda do sinal. Múltiplos comprimentos de onda de uma entrada podem ser separados em diferentes portas de saída pelo AWG, podendo ainda combinar vários canais de diferentes entradas em uma mesma saída. Uma grande vantagem do dispositivo é que ele

pode ser utilizado nas duas direções simultaneamente, exercendo os papéis de multiplexador e demultiplexador, como mostra a Figura 6. Nesta figura, da esquerda para a direita, os canais do conjunto WDM na porta de entrada são separados nas portas de saída, ocorrendo o inverso no sentido oposto.

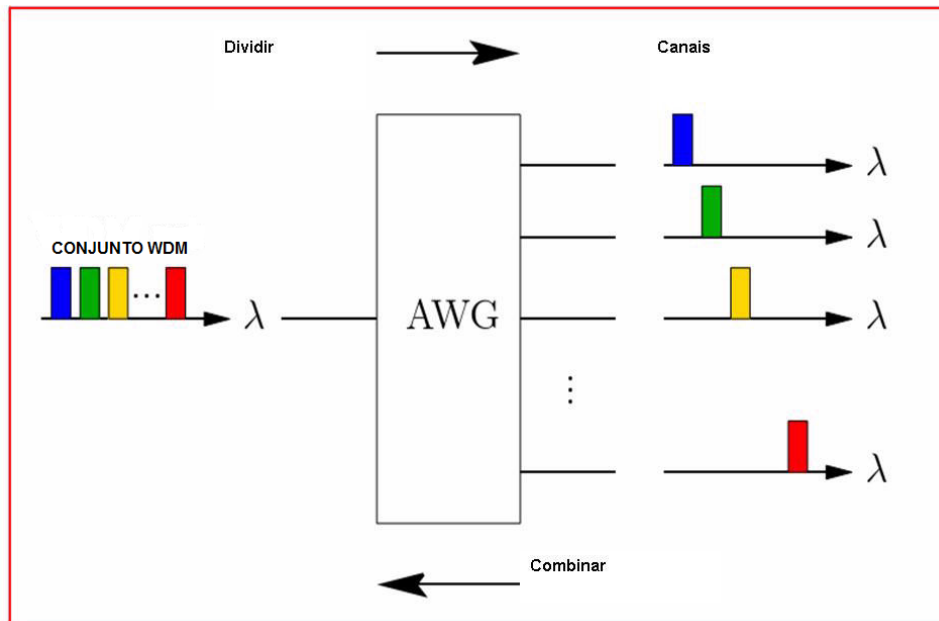


Figura 6: Característica bidirecional do AWG.

Fonte: (MUNOZ, 2003).

O AWG é construído a partir da tecnologia de guia de onda planar (PLC - *Planar Lightwave Circuit*) e possui uma perda de inserção entre 3.5 e 5 dB (MUNOZ, 2003). Sua estrutura é complexa, ocupa tipicamente muitos centímetros quadrados de área, compreendendo múltiplos guias de onda. Suas dimensões básicas são determinadas principalmente pelos seguintes parâmetros: espaçamento do guia de onda receptor, comprimento da região de propagação livre (*Free Propagation Region* - FPR), incremento do comprimento do vetor de guia de onda (*Arrayed Waveguide* - AW), largura da abertura do AW e faixa espectral livre (*Free Spectral Range* - FSR).

No projeto de um AWG, além das características acima citadas, outras questões importantes são levadas em conta, tais como: diafonia (*crosstalk*), perda de inserção e perda dependente da polarização (MUNOZ, 2003).

Analisando internamente um AWG, pode-se dividi-lo em cinco partes, como mostra a Figura 7.

Este dispositivo baseia-se na propriedade construtiva e destrutiva da interferência entre

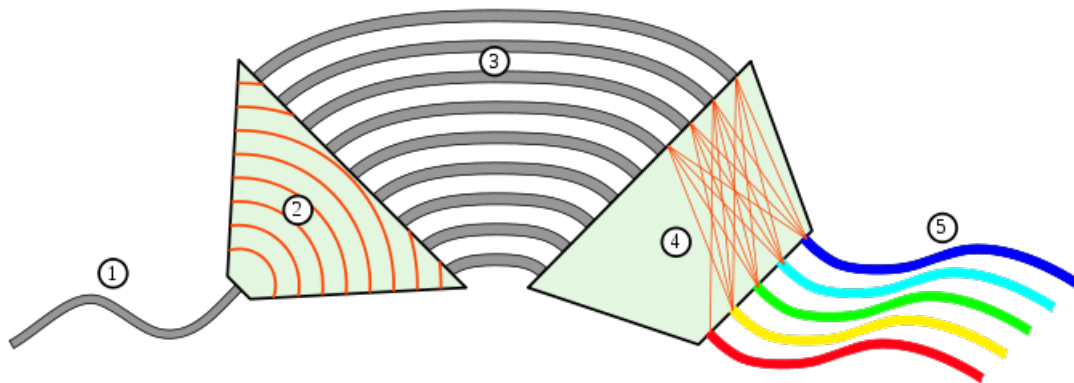


Figura 7: Dispositivo AWG.

Fonte: (MUNOZ, 2003).

ondas, cujo funcionamento é explicado através dos seguintes pontos:

- (1) Quando a luz é recebida em sua porta de entrada (parte 1), atravessa um dispositivo que a distribui por vários guias de onda nos quais se propaga (parte 2);
- (2) Cada guia de onda tem um comprimento próprio, implicando que comprimentos de onda irão ter fases diferentes na saída (parte 3);
- (3) Os sinais provenientes dos guias de onda propagam-se sem confinamento e se distribuem pelas várias portas de saída (parte 4);
- (4) Com base no princípio de interferência das ondas de luz, cada porta de saída receberá um único comprimento de onda (parte 5).

Já existem muitos modelos comerciais de AWGs no mercado. Para o AWG 1×32 os modelos mais comuns possuem valores de faixa espectral livre (FSR) de $25,6 \text{ nm}$ e $50,4 \text{ nm}$, respectivamente (SPIEKMAN, 2013). A Figura 8 mostra o gráfico de transmissão de um AWG comercial com 40 canais e espaçamento de 100 GHz da empresa JDSU.

2.2.3 TWDM-PON

A tecnologia TWDM-PON (*Time and Wavelength Division Multiplexed-PON*) aparece como a candidata mais provável para as NG-PON2 (KHOTINSKY, 2016) (ASAKA *et al.*, 2015)(NESSET, 2015).

A arquitetura básica de um sistema TWDM-PON encontra-se apresentada na Figura 9, e consiste em quatro XG-PON agregadas através da utilização de quatro pares de comprimentos

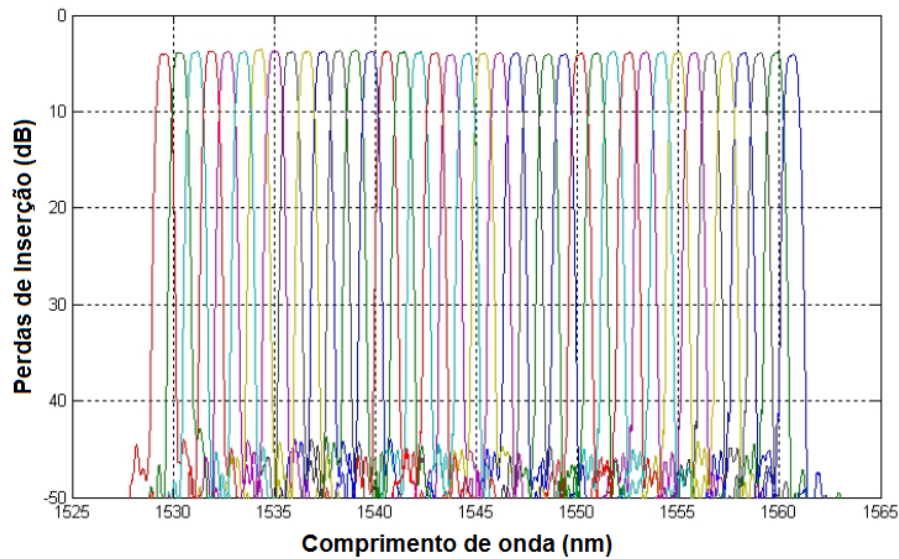


Figura 8: Mapas de transmissão dos 40 canais do modelo FFC-017D da JDSU.

de onda diferentes. Tipicamente este sistema utiliza um divisor óptico passivo (*splitter*) de 1:64, e é capaz de fornecer 40 *Gbps* de tráfego agregado no sentido de descida e 10 *Gbps* no sentido de subida dos dados. Neste sistema, as ONUs devem ser incolores para que os seus receptores sejam capazes de sintonizar qualquer um dos comprimentos de onda de descida, e os seus transmissores devem ser capazes de sintonizar qualquer um dos comprimentos de onda de subida dos dados. Caso se pretenda orçamentos de potência superiores aos disponíveis nas redes XG-PON, pode-se utilizar amplificadores ópticos na OLT, desta forma toda a ODN continua sendo passiva. Assim, as tecnologias chaves desta arquitetura são o transmissor e o filtro sintonizável presentes na ONU (KHOTINSKY, 2016) (MA *et al.*, 2012).

A OLT é capaz de multiplexar e demultiplexar os diversos comprimentos de onda. Por sua vez cada ONU opera usando diferentes comprimentos de onda para a transmissão e a recepção.

Na Figura 10 está representado uma recomendação para as NGPON2 do espectro óptico disponível. No espectro compartilhado nota-se a co-existência das diversas tecnologias (TDM, TWDM e WDM).

2.3 COMPARAÇÃO ENTRE REDES PONS

A Tabela 2 descreve as principais características entre as redes PONs existentes (LUO *et al.*, 2016)(WEY *et al.*, 2016):

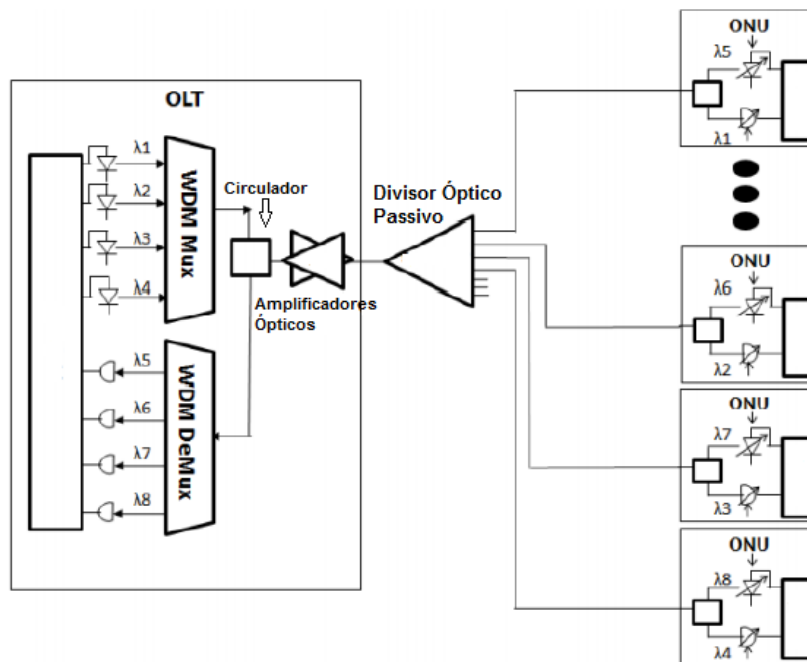


Figura 9: Arquitetura TWDM-PON.

Fonte: adaptado de (MA *et al.*, 2012).

2.3.1 PADRONIZAÇÃO

A padronização é um dos principais desafios destas novas redes, de forma que a sua ampla comercialização venha a acontecer. O grupo FSAN está realizando o processo de padronização das redes WDM-PONs desde 2010. O FSAN é um grupo de trabalho cuja missão é desenvolver os padrões aplicáveis e as novas especificações técnicas para as PONs. Os fabricantes começaram a desenvolver os seus equipamentos utilizando normas próprias, mas os fornecedores de serviços estão exigindo uma padronização, de forma que equipamentos de fabricantes diferentes possam ser intercambiados. As ações iniciais desenvolvidas pelos fabricantes resultaram em problemas de escalabilidade e acabaram sendo um obstáculo para a padronização dessa tecnologia, mas eles já perceberam que a padronização será fundamental para o sucesso destas redes (PRINCE *et al.*, 2012) (KHOTINSKY, 2016). Alguns defendem que a padronização das ONUs deve ser feita antes da NGPON2 (White Paper: Transmode, 2012), enquanto outros defendem que a padronização não é fundamental, já que, por exemplo, as redes GPON estão totalmente padronizadas, mas mesmo assim não existe ainda uma interoperabilidade universal entre os fornecedores (White Paper: ADC Telecommunications, 2008).

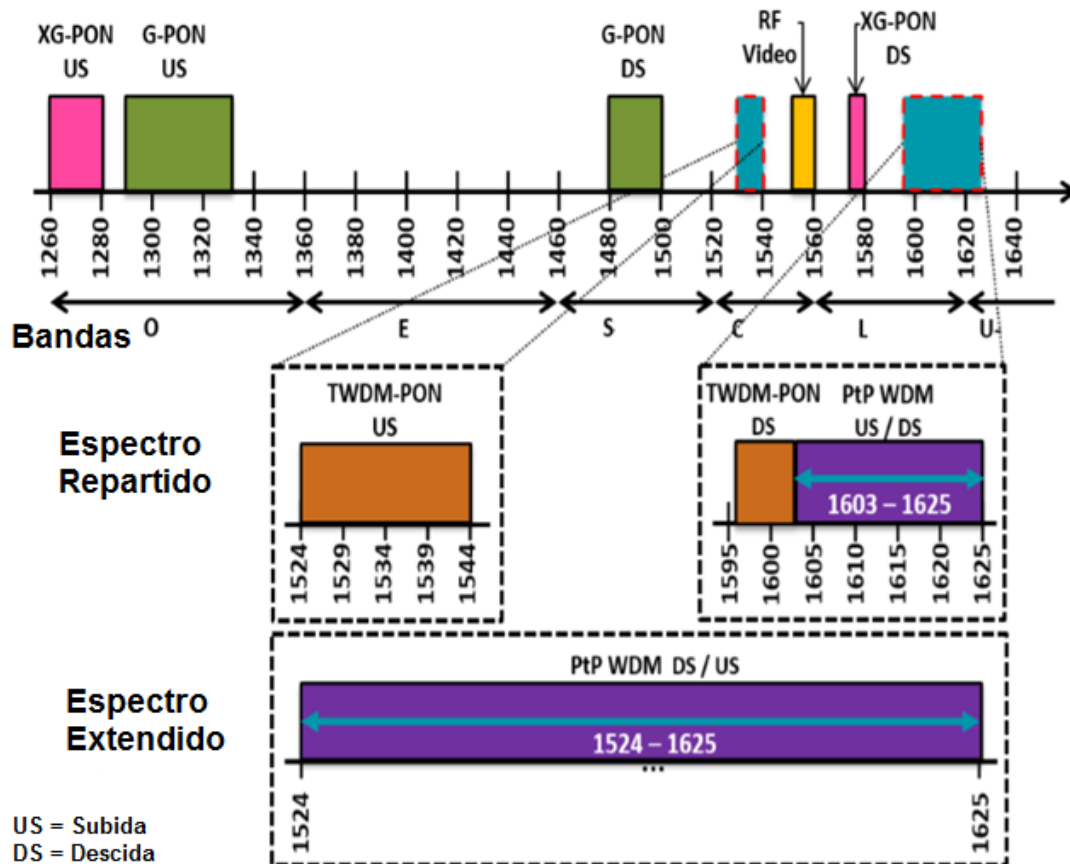


Figura 10: Espectro óptico disponível para as diferentes tecnologias de redes PON. (Proposta em discussão para as NGPON2).

2.3.2 WDM-PON - ANÁLISE DO MERCADO

Existem atualmente no mercado algumas empresas que fornecem soluções de redes WDM-PON. Estão entre elas a TE Connectivity (antiga ADC Telecommunications), a MEL, a Transmode e a LG-Ericsson (antiga LG-Nortel). A LG-Ericsson é a mais conhecida, devido à sua ligação com a Korea Telecom (HERON, 2010). Na Figura 11 é mostrado o número de pontos de redes PONs, e sua respectiva tecnologia, vendidos nos últimos 5 anos.

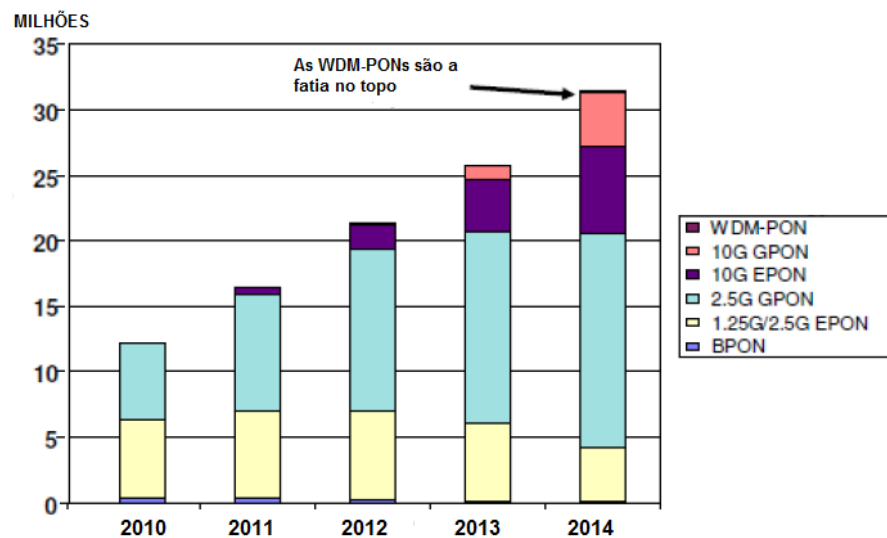
Como pode ser observado neste gráfico, o volume das redes WDM-PONs vendidas atualmente representa apenas um traço em comparação com vendas das redes TDM-PONs.

A - TE Connectivity

A rede WDM-PON vendida pela empresa TE Connectivity é chamada PONy-Express. De acordo com (ADC, 2007), esta solução é baseada no travamento por injeção de FP-LDs (usado tanto na OLT como nas ONUs), 2 AWGs (um na OLT e outro no RN) e receptores ópticos normalizados nas ONUs. Cada assinante tem atribuído dois comprimentos de onda diferentes para transmissão dos sinais de subida e de descida. Este sistema é capaz de servir

Tabela 2: Principais características das tecnologias PON.

	TDM-PON			WDM-PON
	EPON	BPON	GPON	
Padrão	IEEE 802.3ah	ITU G.983	ITU G.984	Nenhum
Protocolo	Ethernet	ATM	GEM/ATM	Não é necessário
Largura de Banda máxima	1 Gbps	622 Mbps	2.488 Gbps	Limitada as restrições do equipamento
Usuários	16	32	64	Limitado pelo número de portas do AWG
Largura de banda média por usuário	60 Mbps	20 Mbps	40 Mbps	Limitado pelas restrições do equipamento
Vídeo	RF/IP	RF	RF/IP	RF/IP
Custo relativo	Muito baixo	Baixo	Médio	Alto
Capacidade de inovações	Difícil	Difícil	Difícil	Fácil

**Figura 11: Vendas de pontos de Redes PONs por tecnologia de 2010 a 2014.**

Fonte: (NESSET, 2015).

até 16 ONUs simultaneamente (Pony Express 16) com uma taxa de bits de até 1Gbps simétrica por assinante. A figura 12 mostra a configuração do sistema Pony Express 16 (ADC, 2007). O sinal semente dos FP-LDs provém de uma fonte banda larga (BLS - Broadband Light Source) que fica situada na OLT.

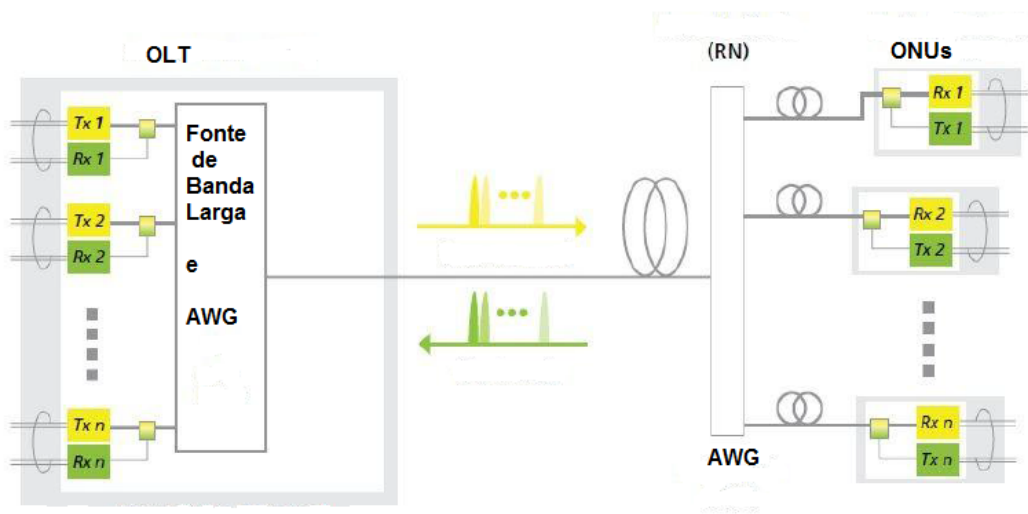


Figura 12: Configuração da rede PONy Express 16 da TE Connectivity.

A solução da empresa Transmode é chamada de iWDM-PON. De acordo com (TRANSMODE, 2011), esta solução se baseia na mesma solução da empresa TE Connectivity. A rede iWDM-PON permite que cada assinante tenha uma escalabilidade de 100 *Mbps* a 1 *Gbps* (e para o futuro está sendo prometido uma taxa de bits de até 10 *Gbps* por usuário).

B - MEL

Na concepção da empresa MEL, uma rede WDM-PON pode se tornar demasiadamente grande para aplicações de alta densidade, mas pode ser de grande ajuda quando plugada como um módulo dentro das atuais redes TDM-PONs. A empresa MEL foi formada a partir de um instituto de pesquisa da Coreia do Sul apoiada pelo governo, chamado de ETRI (Instituto de Pesquisa em Eletrônica e Telecomunicações - *Electronics and Telecommunications Research Institute*) e tem como principal objetivo o desenvolvimento de soluções em redes WDM-PON. Estes módulos tem um tamanho reduzido e podem ser plugados tanto na OLT como nas ONUs (por exemplo: o cartão de linha da OLT ou uma ONU inteira pode ser um módulo), com isto a idéia é conseguir produtos cada vez menores, versáteis e baratos.

A empresa MEL fornece vários produtos, sendo que os de maior volume de vendas são aqueles que permitem a integração com as redes EPON/GPON (site <http://www.mel-wdmpon.com/index.html>). Por exemplo, o produto WTG32 X-Link, permite a interligação de redes EPON/GPON com uma rede WDM-PON, convertendo os comprimentos de onda entre estas duas redes. Este produto é composto por dois transceptores, um para cada enlace. A seleção do comprimento de onda é realizada escolhendo o comprimento de onda desejado através de um conector interno, que neste caso funciona na banda C. Como é possível verificar

através da Figura 13, o alcance total máximo é de 40 km (20 km por enlace).

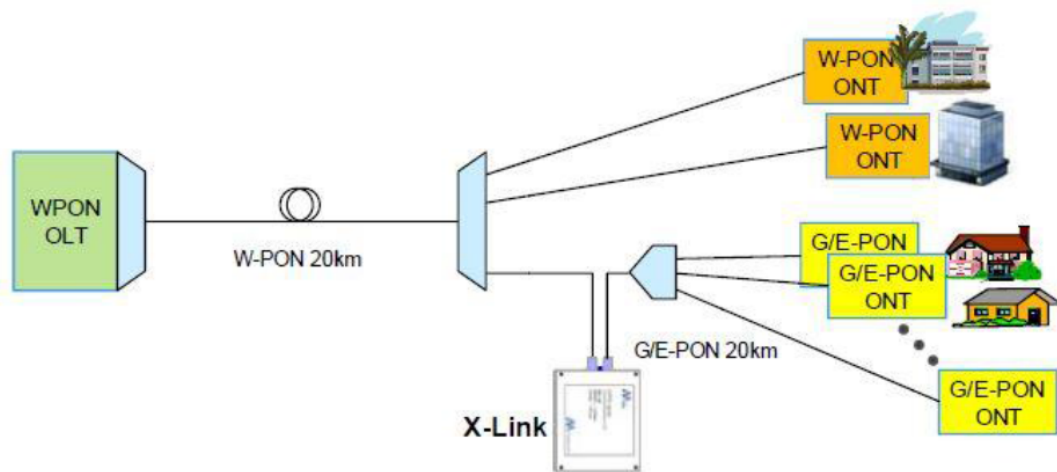


Figura 13: Conexão entre uma rede GPON/EPON com uma rede WDM-PON.

Fonte: <http://www.mel-wdmpon.com/index.html>.

C - Nokia

A Nokia Siemens Networks apresentou uma solução PON baseada em Ultra-Densidade de canais (UDWDM-PON) (White Paper, 2012)(WEY, 2012). O diagrama de blocos desta rede é mostrado na Figura 14. O espaçamento entre os canais nesta rede ultra-densa é de apenas 2,8 GHz, fornecendo até 1000 canais, onde cada canal possui uma taxa de bits de até 1 Gbps tanto na subida como na descida. Um orçamento de potência de 43 dB permite que o enlace tenha até 100 km de distância (WEY, 2012).

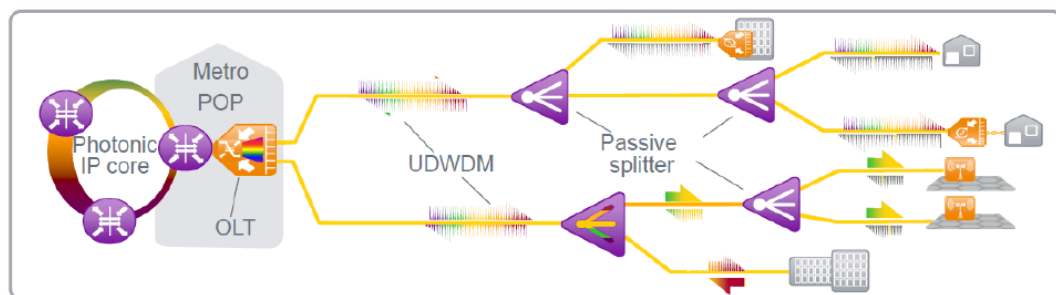


Figura 14: Diagrama de blocos do produto WTG32 X-Link.

Na OLT são utilizados lasers sintonizáveis. Estes lasers geram vários comprimentos de onda, de forma a reduzir o custo e a complexidade do sistema. A Nokia Siemens concluiu que o número ótimo de comprimentos de onda seria 10. O módulo que transmite e recebe estes vários

comprimentos de onda foi chamado de grupo transceptor óptico (Optical Transceiver Group - OTG). Cada OTG gera 10 canais que são modulados em DQPSK com uma taxa de 1 *Gbps*, usando um modulador do tipo IQ. Na OLT também existem EDFAs (para a amplificação do sinal) e os circuladores ópticos (para que a operação seja em uma única fibra).

Tanto a OLT como as ONUs possuem receptores coerentes. A sensibilidade destes receptores é de -46 *dBm*, sendo que cada canal é transmitido com uma potência de -3 *dBm*, dando o orçamento de potência do enlace de 43 *dB*. A geração do sinal de subida também é feita usando lasers sintonizáveis. É possível servir aos assinantes residenciais com menores taxas de bits, compartilhando o mesmo canal entre vários usuários (uma pequena rede TDM), mas também é possível atender aos assinantes comerciais com taxas superiores de bits agregando vários canais. Esta é uma solução de alta capacidade e longo alcance e que permite a coexistência com os sistemas já existentes, garantindo assim uma migração suave. A grande desvantagem desta solução é o seu alto custo em comparação com os produtos oferecidos por outras empresas.

D - Provedores de Serviço

No final de 2011, a Coreia do Sul tinha cerca de 58% do mercado mundial de redes WDM-PON. O primeiro sistema WDM-PON implantado ocorreu na Coreia do Sul em 2005. Ele foi implementado pela Korea Telecom usando uma solução desenvolvida pela LG-Ericsson. A partir de 2008, foram também utilizadas ONUs com estrutura do tipo ETRI. Em 2009 a LG-Ericsson e a ETRI fizeram um acordo para promover a padronização global da tecnologia WDM-PON (CHEN *et al.*, 2010).

De acordo com (CHEN *et al.*, 2010), em 2010 havia na Coreia do Sul:

- a) 150.000 assinantes com taxas de 125 *Mbps* do tipo FTTC (repartidos em até 24 usuários);
- b) 2000 assinantes com taxas de 125 *Mbps* do tipo FTTH;
- c) 1000 assinantes com taxas de 1,25 *Gbps* do tipo FTTB (repartidos em até 24 usuários).

Pela falta de padronização das redes WDM-PON, ainda hoje (2015) o número de usuários atendidos por este tipo de rede ainda é apenas um traço no total de redes vendidas no mercado. Os dois primeiros itens acima são produtos comerciais, enquanto o último item corresponde a produtos em desenvolvimento.

2.3.3 CUSTOS

Os provedores de telecomunicações são confrontados com o duplo desafio de ter que reduzir os custos operacionais e aumentar a largura de banda disponível para os usuários finais.

Para reduzir os custos para os usuários as redes de acesso devem utilizar apenas uma única fibra óptica para transmitir dados na descida e na subida, diminuindo assim o número de conexões e a complexidade do sistema. A utilização das ONUs incolores (ONUs que podem trabalhar com qualquer comprimento de onda disponível) deve ser prioritária (LEO; TROTTA, 2011).

O custo dos equipamentos é hoje o principal obstáculo para a implantação da tecnologia WDM. Um dos fatores que contribuem para o custo final é a necessidade de se ter um laser na OLT para cada comprimento de onda, o que também onera muito o custo das ONUs. De acordo com (White Paper: Transmode, 2012), uma padronização das ONUs resultaria em maior escala de produção, que, por sua vez, resultaria em redução de custos para os fabricantes e usuários finais. De acordo com (PRINCE *et al.*, 2012), a única ONU disponível no mercado para redes WDM-PON (no momento em que o artigo foi escrito) tinha um custo duas vezes maior do que o de uma ONU usada nas redes EPON ou GPON. Isto significa que apesar de estarem cientes das vantagens, os provedores de serviços dificilmente realizarão implementações em grande escala nas redes WDM-PON, até que o seu preço venha a se tornar competitivo. Deve ser lembrado que uma rede WDM-PON implantada de maneira generalizada implicaria em grandes investimentos pelos prestadores de serviços. Estes mesmos que já investiram muito para a implantação das redes TDM-PON. Os prestadores de serviços querem agora maximizar os investimentos já realizados antes de uma migração. Escalabilidade a longo prazo é uma demanda muito importante para o mercado. Esta tecnologia tem, praticamente, uma quase infinita escalabilidade em termos de comprimentos de onda e largura de banda. Atualizações de largura de banda podem ser feitas de uma maneira mais simples que seriam realizadas em uma rede TDM-PON, uma vez que cada assinante tem o seu próprio comprimento de onda.

2.3.4 ALTERNATIVAS

Basicamente existem duas maneiras de implementar a distribuição de dados na ODN em uma rede WDM-PON: usando AWGs ou utilizando divisores passivos de potência óptica. A Figura 15 mostra as duas possibilidades.

Para a atualização das redes ópticas, a segunda alternativa é a melhor em termos de custo, pois as infra-estruturas das atuais redes PONs usam divisores de potência e não haverá a necessidade de instalação de novos equipamentos nas ODN. Ela também é a melhor em termos de espaço: se o prestador de serviços quiser oferecer os dois serviços (o mais antigo e o mais recente, como por exemplo uma rede GPON com uma rede WDM-PON). Um outro problema para o uso dos AWGs é que a mudança de um serviço para outro teria que ser feito manualmente, desconectando o cabo da fibra a partir do divisor e então conectar este cabo no novo AWG, o

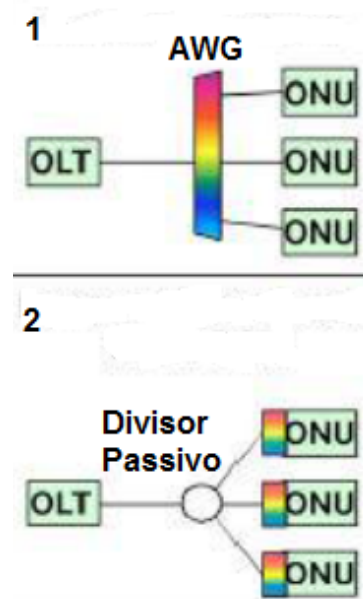


Figura 15: Possíveis alternativas para as redes WDM-PON proposta por (IWATSUKI; KANI, 2009).

que torna esta abordagem mais cara também em termos de recursos humanos. Mas, existem desvantagens ao se utilizar os divisores passivos: a segurança da rede pode ser um problema, já que todos as ONUs receberão todos os comprimentos de onda (embora possa ser resolvido usando criptografia) e também um menor orçamento de potência estará disponível, uma vez que o AWG têm menor atenuação (entre 3 a 6 *dB*) do que um divisor de 1:64 (de 18 a 21 *dB*) (IWATSUKI; KANI, 2009).

A migração das atuais redes TDM-PON para as redes WDM-PON pode ser realizada por etapas. Seriam as chamadas redes híbridas. Em (ZHANG, 2013) é proposto uma migração de baixo custo para o modelo híbrido WDM-TDM-PONs.

2.3.5 ONUS INCOLORES

Para se conseguir uma redução dos custos, é necessário que as ONUs sejam equipamentos incolores (*Colorless*). Um equipamento dito incolor independe do comprimento de onda utilizado pelo canal, isto é, sua recepção deve funcionar com qualquer comprimento de onda recebido e sua transmissão deve transmitir qualquer comprimento de onda pedido pelo canal. Isto resulta que todos os clientes possuirão o mesmo equipamento e uma produção em massa fará com que o preço da ONU seja reduzido significativamente, além de diminuir os custos com estoque, despesas operacionais e de manutenção. Ainda de acordo com (SPREN *et al.*, 2014) e (IWATSUKI; KANI, 2009), existem duas grandes categorias relativas as ONUs incolores: as que possuem emissão local e as que recebem o sinal de semente externo. A

primeira pode ser dividida em duas subcategorias: Comprimento de onda ajustável (usando lasers sintonizáveis) e fatiamento espectral de uma fonte de banda larga. A segunda opção também pode ser dividida em dois subgrupos: Remodulação (*loopback*) e Travamento por injeção (ver o apêndice B para mais detalhes). A Figura 16 mostra estas categorias, onde TLD

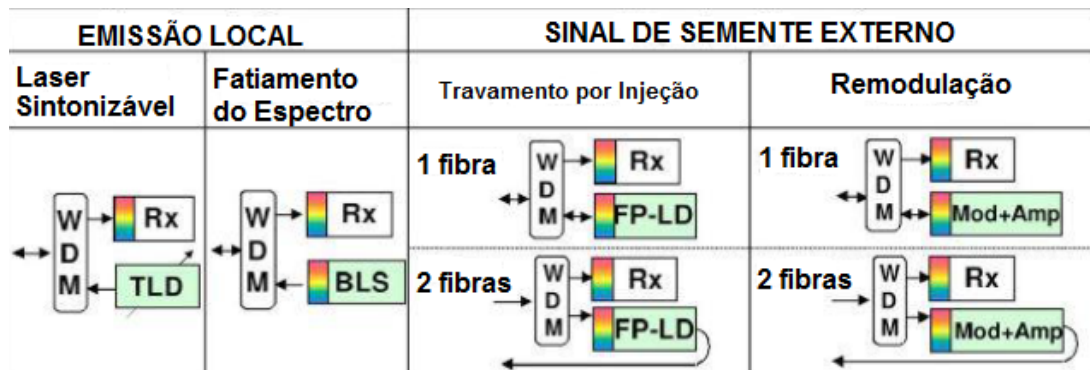


Figura 16: Possíveis ONUs incolores.

é o Diodo Laser Sintonizável (*Tunable Laser Diode*) e BLS (*Broadband Light Source*) é a fonte de banda larga. É possível classificar diferentes tipos de sinais de semente de acordo com a sua origem: a auto-injeção (*self-injection*), injeção externa (a semente vem de uma fonte BLS ou de vários Lasers) e a reutilização do comprimento de onda da descida (IWATSUKI; KANI, 2009). A Tabela 3 mostra uma idéia geral dos esquemas atualmente utilizados em ONUs incolores (SPREN *et al.*, 2014):

Tabela 3: Comparação entre as diversas ONUs incolores

ESQUEMAS	TAXAS POR CANAL	Nº CANAIS	VANTAGENS	DESVANTAGENS
Fatiamento espectral: LED	Baixo $\leq 155 \text{ Mbps}$	Baixo ≤ 16	Baixo custo Sem sinal de semente	Pouca escalabilidade e alcance
Fatiamento espectral: SLED/SOA	Baixo $\leq 155 \text{ Mbps}$	Médio ≤ 32	Baixo custo Sem sinal de semente	Baixa taxa de transmissão e alcance
FP travamento por: injeção de um laser	Baixo $\geq 2,5 \text{ Gbps}$	Médio ≤ 32	Baixo custo	Usa FP especiais e a polarização depende do sinal de semente
FP travamento por: injeção própria	Baixo $\geq 1,25 \text{ Gbps}$	Médio ≤ 32	Baixo custo Sem sinal de semente	Usa FP especiais
RSOA com injeção do tipo ASE	Médio $\leq 5 \text{ Gbps}$	Médio ≤ 32	Boa taxa de bits	Custo médio. A dispersão cromática é limitante
RSOA com injeção do tipo Laser	Médio $\leq 5 \text{ Gbps}$	Médio ≤ 32	Boa taxa de bits	Custo alto. Usa um banco de lasers como fonte
RSOA com remodulação	Médio $\leq 5 \text{ Gbps}$	Alto > 32	Boa taxa de bits Sem sinal de semente	O desempenho do sinal de subida depende da extinção do sinal de descida
REAM	Alto $> 10 \text{ Gbps}$	Alto > 32	Alta taxa de bits	Muito caro.
Laser Sintonizável	Alto $> 10 \text{ Gbps}$	Alto > 32	Longo alcance Sem sinal de semente	Muito caro. Precisa de modulador externo

Lasers e Receptores Sintonizáveis

Neste item é proposto que cada ONU (e também na OLT) tenha um transmissor (Tx) e um receptor (Rx) próprio por comprimento de onda. Em cada ONU um par de Tx/Rx pode

ser ajustado para os comprimentos de onda atribuídos a ONU com o uso de componentes sintonizáveis.

Os lasers DFB/DBR, VCSELs ou ECLs (*External-Cavity Lasers*) são os mais comuns na utilização como lasers sintonizáveis (AREVALO; CARDENAS, 2012). Para os lasers do tipo DFB/DBR a sintonização é conseguida através da variação da temperatura e da corrente de injeção. Como o tempo de resposta é lento (podendo chegar à ordem dos segundos) para se fazer esta sintonização, estes dispositivos possuem uma velocidade de ajuste muito limitada, o que pode ser melhorado através da utilização de lasers DFB/DBR em multiseção. Quanto aos VCSELs, a tecnologia de ajuste do comprimento de onda ainda está em fase de desenvolvimento. Lasers ECL são geralmente mais caros e volumosos do que os outros tipos, mas eles fornecem uma alta razão de supressão de modos laterais SMSR (*Side Mode Suppression Ratio*), uma largura de linha (*linewidth*) estreita e um baixo ruído de intensidade relativa RIN (*Relative Intensity Noise*)(KAZOVSKY *et al.*, 2011).

Como receptor sintonizável normalmente é utilizado um filtro óptico sintonizável junto com um fotodiodo de banda larga. Uma outra solução é a utilização de um receptor óptico integrado do tipo CMOS tal como apresentado por (CHEN *et al.*, 2005). Este dispositivo tem as seguintes vantagens: alta velocidade de sintonização (porque o comprimento de onda é definido eletronicamente), consegue o espaçamento de canal necessário para os padrões atuais definidos pelo ITU-T e também permite uma modelagem espectral. Como desvantagem existe o problema da escalabilidade limitada de seu interferômetro integrado, pois este dispositivo se torna mais complexo com o aumento do número de comprimentos de onda utilizados.

Ao se utilizar um sistema baseado em WDM de alta Densidade (DWDM), um grande número de comprimentos de onda são utilizados e são separados apenas por 0,4 nm ou 0,8 nm. Cada ONU/OLT utilizará dois lasers selecionáveis com o controle preciso da temperatura, o que é caro. A utilização de lasers sintonizáveis resolve o problema de se conseguir uma ONU incolor, mas trata-se de uma solução de alto custo.

Em (RAHARIMANITRA *et al.*, 2011) foi demonstrado uma solução de rede WDM-PON baseado em equipamentos ajustáveis colocados no lado das ONUs, com capacidade total de 40 Gbps (4 canais com taxa de transmissão de 10 Gbps). As Figuras 17 e 18 apresentam os diagramas de blocos para a transmissão dos sinais de descida (*Downstream*) e de subida (*Upstream*).

A transmissão do sinal de descida foi conseguida utilizando um laser com gorjeio controlado (Chirp Managed Laser - CML) localizado na OLT. O sistema é composto de um laser DFB diretamente modulado e um equipamento que redesenha o espectro óptico (Optical

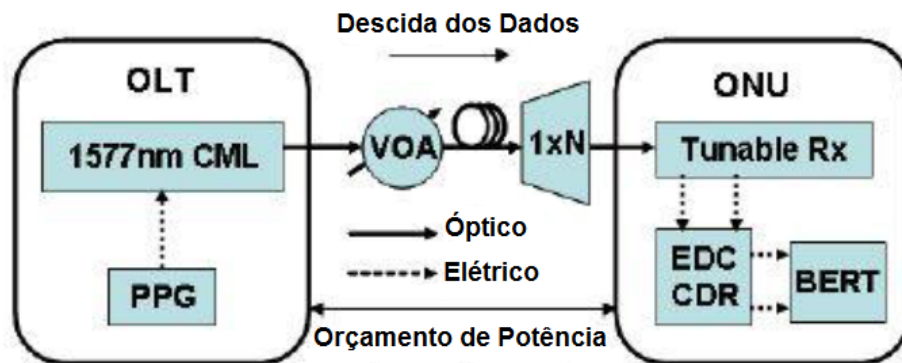


Figura 17: Diagrama de blocos da parte experimental para o sinal de descida usada em (RAHARIMANITRA *et al.*, 2011).

Spectrum Reshaper - OSR), trabalhando no comprimento de onda de 1577 nm . O gerador PPG (*Pulse Generator*) foi usado para acionar diretamente o CML com o padrão $2^{23} - 1$ na taxa de 10 Gbps . O atenuador óptico variável (VOA) foi empregado para simular a atenuação do enlace.

Na ONU foi usado um receptor sintonizável composto por filtro ajustável a semicondutor de filme fino do tipo Fabry-Perot (FP), um diodo de avalanche (APD) e de um amplificador de transimpedância (TIA). Também foi utilizado um compensador eletrônico da dispersão cromática (EDC), uma vez que o receptor só foi projetado para trabalhar com uma taxa máxima de $2,5\text{ Gbps}$. Também havia um módulo de recuperação do sinal de relógio e dados (CDR) e um medidor de taxa de erro de bit (BERT) para fazer as medições de desempenho. Foi verificada uma transmissão livre de erros para distâncias de até 40 km com modulação do tipo NRZ.

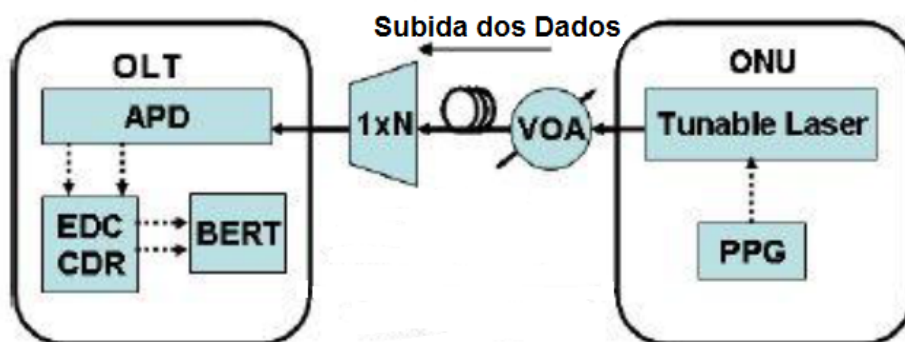


Figura 18: Diagrama de blocos da parte experimental para o sinal de subida usada em (RAHARIMANITRA *et al.*, 2011).

Para a transmissão do sinal de subida foi utilizado um laser ajustável do tipo ECL na ONU. Este laser ajustável foi projetado para operar com uma taxa máxima de $2,5\text{ Gbps}$ mas

foi diretamente modulado com uma taxa de 10 *Gbps* pela PPG com sinal padrão PRBS do tipo $2^7 - 1$ codificado em NRZ. O VOA foi novamente utilizado para simular a atenuação do enlace. Na recepção do sinal de subida na OLT foi utilizado um sistema igual ao do sinal de descida. Foi verificada uma transmissão livre de erros para distâncias de até 20 *km* com modulação do tipo NRZ.

Como vantagem, este sistema obteve uma alta taxa de dados, a um custo mais baixo em comparação com os lasers ajustáveis desenvolvidos até o momento. No entanto, os autores demonstraram um sistema com apenas 4 canais. O custo seria inviável se o sistema contivesse 32 ou até 64 ONUs, pois isto significaria a mesma quantidade de lasers na OLT (um por ONU).

Fatiamento Espectral de uma Fonte Banda Larga

Dispondo de fontes banda larga como transmissores é possível criar uma rede WDM-PON fatiando o espectro destas fontes. Considerando a transmissão do sinal de descida, depois que cada transmissor envia o seu sinal, estes sinais serão fatiados (cada qual em um comprimento de onda diferente) e multiplexados pelo AWG, que terá em sua saída um sinal contendo uma fatia do espectro para cada sinal de entrada. Este sinal irá se propagar ao longo da fibra até que ele atinja um outro AWG. Este segundo AWG irá demultiplexar o sinal combinado e distribuir cada um destes sinais fatiados para a sua ONU correspondente. Cada ONU tem um receptor específico para o comprimento de onda que lhe foi atribuído (LEE *et al.*, 1993; SPOLITIS *et al.*, 2012).

O fatiamento espectral de um FP-LD pode ser utilizado como fonte óptica de uma ONU incolor, uma vez que possui mais coerência e maior densidade de potência, se comparado ao LED e aos espectros de um sinal ASE. Entretanto, FP-LDs convencionais, devido ao seu comprimento de cavidade ($\approx 250\mu m$) e a sua alta refletividade nas faces ($\approx 30\%$), não possuem largura de banda suficiente para disponibilizar muitos comprimentos de onda para o sistema. O maior entrave na utilização dos FP-LDs é o ruído inerente existente no dispositivo decorrente de seu comportamento multimodo nas cavidades internas do laser, que assim limita sua utilização a baixas taxas de modulação direta (em torno de 155 *Mbps*), o que o torna inapropriado para sistemas de alta capacidade (WOODWARD *et al.*, 1998).

Em (HAN *et al.*, 2004) é mostrado o exemplo de uma rede WDM-PON que se baseia no fatiamento espectral de uma fonte banda larga. Na solução apresentada são utilizados 16 canais em cada sentido (a simulação provou que o sistema poderia funcionar com mais de 40 canais a uma distância de enlace de 20 *km*). Estes canais estavam operando na região espectral em torno dos 1300 *nm* (tanto para o sinal de descida como para o de subida). O diagrama de blocos deste sistema pode ser visto na Figura 19.

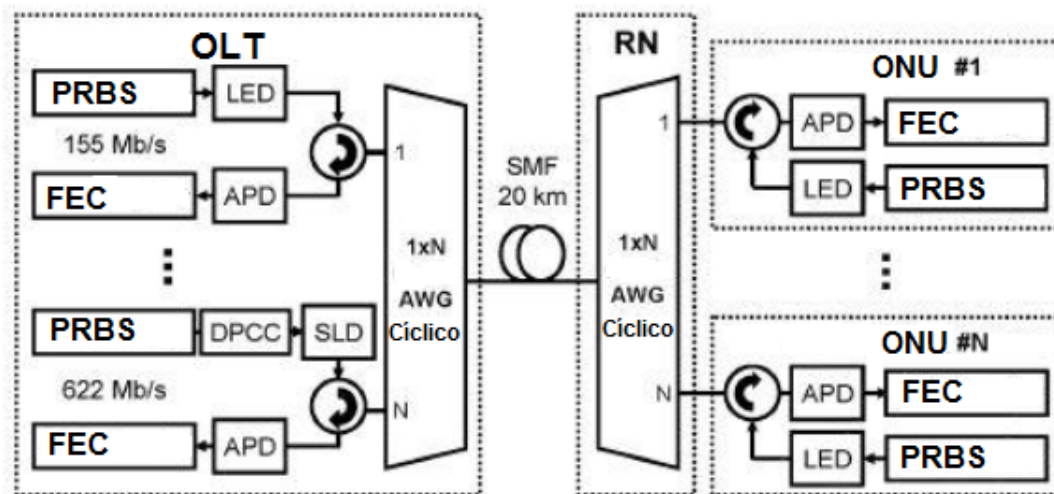


Figura 19: Diagrama de blocos da parte experimental usada em (HAN *et al.*, 2004).

Para a realização do fatiamento espectral dos sinais de descida e de subida foram utilizados dois AWGs (um na OLT (CO) e outro no nó remoto - RN). Como o LED é uma fonte de luz incoerente, ele acaba induzindo uma maior dispersão no sinal. A região do espectro foi escolhida a fim de diminuir o efeito de dispersão (por isto não foi escolhida a região dos 1550 *nm* que apresenta uma maior dispersão, embora tenha uma menor atenuação). Tanto na OLT como na ONU foram usados APDs (diodos de avalanche) e LEDs (diretamente modulados em 155 *Mbps*). Também foi usado FEC para melhorar a sensibilidade do receptor (o artigo não faz menção qual foi utilizado). Foram também testados os chamados SLEDs (superluminescent diodes), que por apresentarem uma potência de saída maior conseguiram chegar a uma taxa de transmissão de 622 *Mbps*.

Para o caso apresentado, a dispersão é um dos maiores problemas (embora existam maneiras de superá-la, estas podem causar outros problemas) (BOBROVS *et al.*, 2012). Outras desvantagens são: velocidade de modulação limitada, baixa potência de saída e curta distância de transmissão. Foram utilizados AWGs cíclicos (*Cyclic AWG*), em que cada entrada/saída pode trabalhar com dois comprimentos de onda diferentes. Com isto chega apenas uma única fibra até a ONU vinda do AWG. As principais vantagens apresentadas pelo autor são a implementação simples e o baixo custo (embora o AWG cíclico, o circulador óptico e o APD não sejam componentes de baixo custo).

Travamento por injeção de um FP-LD

Quando a técnica de injeção de sinal óptico em um FP-LD é utilizada, o processo recebe o nome de travamento por injeção IL (*Injection Locking*). A frequência do sinal óptico externo, uma vez próxima de um dos modos ressonantes do diodo laser, força o dispositivo

a oscilar praticamente em modo único, como um laser monomodo. Injetando um sinal com uma frequência predominante, é possível selecionar, de acordo com a frequência, os modos de operação do FP-LD (ver o apêndice B para mais detalhes).

Diferentemente dos diodos lasers disponibilizados comercialmente, os FP-LDs utilizados para o IL possuem características particulares para propiciar o travamento óptico: elevado comprimento da região ativa, permitindo a equalização em potência em uma larga faixa de comprimento de onda; refletividade das faces com valores de 1% e 80% de forma a requisitar uma baixa potência de injeção óptica, garantindo um travamento eficaz (LEE *et al.*, 2010).

O primeiro (ou um dos primeiros) trabalho na literatura sugerindo a utilização de FP-LD utilizando o efeito de IL como fonte óptica incolor em WDM-PONs está ilustrado na figura 20 (KIM *et al.*, 2000). Um amplificador óptico do tipo EDFA (*Erbium Doped Fiber Amplifier*) localizado na OLT gera o sinal de banda larga (BLS) centralizado na Banda-C (de 1530,33 nm até 1569,59 nm), que ao passar pelo circulador óptico propaga-se pela fibra óptica até atingir o AWG_2 , onde o espectro será fatiado. Após o AWG_2 cada porção do espectro é encaminhado a uma ONU distinta, e servirá como sinal semente para sintonizar a frequência dos FP-LDs.

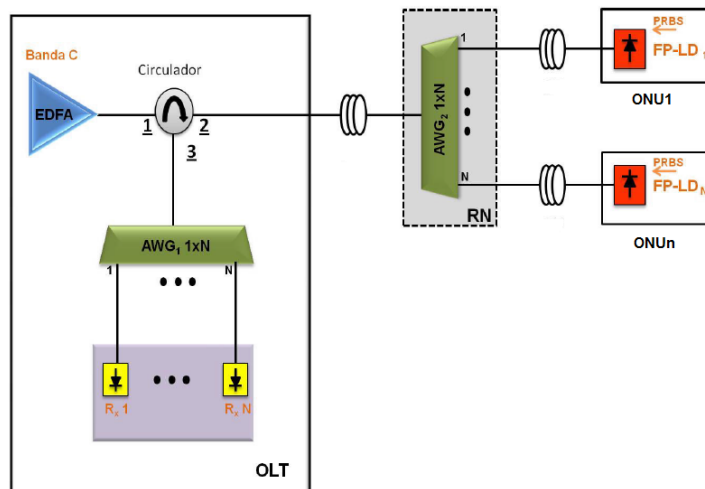


Figura 20: Ilustração esquemática da arquitetura WDM-PON proposta em (KIM *et al.*, 2000).

Na ONU os FP-LDs são modulados diretamente por um gerador PRBS a taxas de 155 Mbps. Após a modulação direta, os sinais travados dos FP-LDs, são multiplexados pelo AWG_2 , propagam-se mais uma vez por outro trecho de fibra óptica até atingirem a OLT, onde serão encaminhados aos receptores após passarem pelo circulador óptico e serem demultiplexados pelo AWG_1 . Esta arquitetura inicial foi desenvolvida de forma a prover somente o sinal de subida com fontes ópticas incolores e de baixo custo. Tal rede foi capaz de produzir valores de BER (*Bit Error Rate*) inferiores a 10^{-10} em distâncias de até 120 km entre a OLT e as ONUs utilizando fibras tipo SSMF, o que hoje caracterizaria distâncias relativas

a PONs de longo alcance (*Long Reach PON - LRPON*) (PARK; LEE, 2008)(DAVEY, 2009). Entretanto, a rede era limitada a taxas de 155 Mbps por canal, suportando no máximo 16 canais, implementando uma capacidade de $2,5\text{ Gbps}$.

Os próximos trabalhos sobre WDM-PONs utilizando o FP-LD como fonte óptica incolor foram baseados em variações desta primeira arquitetura. Já em 2003, foi implementada a primeira arquitetura com tráfego de descida e subida dos dados utilizando FP-LDs e dois EDFAs com espectro de ASE na banda C conforme está ilustrado pela Figura 21 (SHIN, 2004).

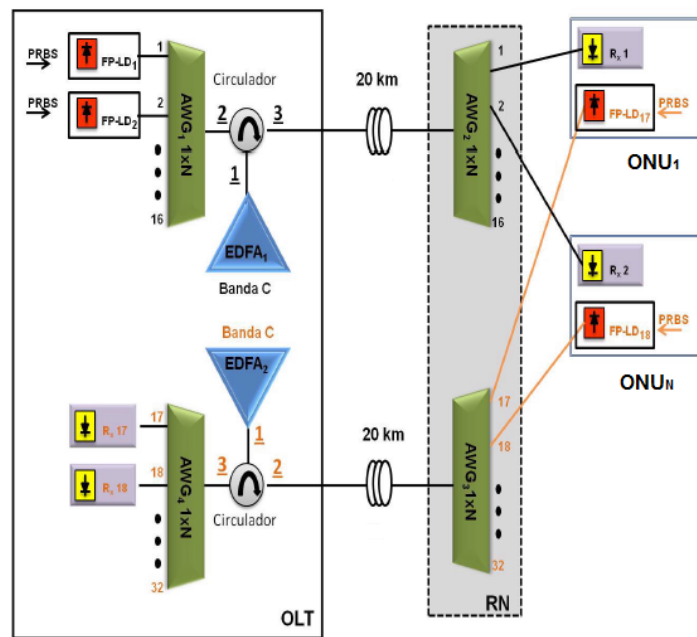


Figura 21: Ilustração esquemática da arquitetura WDM-PON proposta em (SHIN, 2004).

Nesta configuração, os $EDFA_1$ e $EDFA_2$ geram os sinais de banda larga que ao serem fatiados pelos AWGs servem como sinais semente para travar a injeção dos FP-LDs localizados na OLT e nas ONUs. Após o travamento, os FP-LDs são submetidos a modulação direta com um gerador PRBS a taxas de 155 Mbps de forma a proverem os sinais de descida e subida dos dados. De fato, a utilização de EDFAs como fonte banda larga, com espectros ASE localizados na banda-C, só era possível se os tráfegos de descida e de subida fossem em fibras ópticas distintas devido ao mesmo comprimento de onda de emissão dos transmissores localizados na OLT e na ONU. Além disso, a utilização de 4 AWGs sacrificava o orçamento de potência do sistema e elevava o custo desta proposta. A distância máxima entre a OLT e a ONU, para uma BER inferior a 10^{-10} , era de 20 km .

Em 2008, uma variação da rede bidirecional foi proposta utilizando apenas uma fibra óptica, conforme está mostrada na figura 22 (MUN *et al.*, 2008). Nesta nova arquitetura, são utilizados dois EDFAs com espectros ASE distintos, localizados na OLT, de forma a gerarem o

sinal óptico que irá travar os FP-LDs localizados na OLT e nas ONUs. O primeiro EDFA opera na banda C e gera o sinal semente para o tráfego de subida dos dados, e o segundo EDFA opera na banda L (de 1570 nm até 1610 nm) e gera o sinal semente para o tráfego de descida dos dados. São necessários apenas dois AWGs, localizados na OLT e no RN, e uma fibra conectando a OLT com as ONUs. Esse sistema tinha uma capacidade entre 2,5 Gbps (16 × 155 Mbps) e 12,5 Gbps (80 × 155 Mbps). A distância máxima entre a OLT e as ONUs encontrada foi de 30 km, para BER inferiores a 10^{-10} . Na Coreia do Sul, onde está operando comercialmente uma rede WDM-PON de baixo custo desde 2007, foi utilizada uma rede bidirecional com um EDFA com espectro ASE na banda C para geração do sinal de travamento do sinal de subida e SLEDs com espectro ASE na banda E para geração do sinal de travamento do sinal de descida, de forma a prover a transmissão bidirecional a taxas simétricas de 125 Mbps. Estudos mais recentes sobre as novas propostas de WDM-PON de baixo custo mostram montagens experimentais de redes com capacidade de 40 Gbps (32 × 1,25 Gbps) e 80 Gbps (32 × 2,5 Gbps) (LEE *et al.*, 2010)(NGUYEN *et al.*, 2009) (ZHANG *et al.*, 2008a).

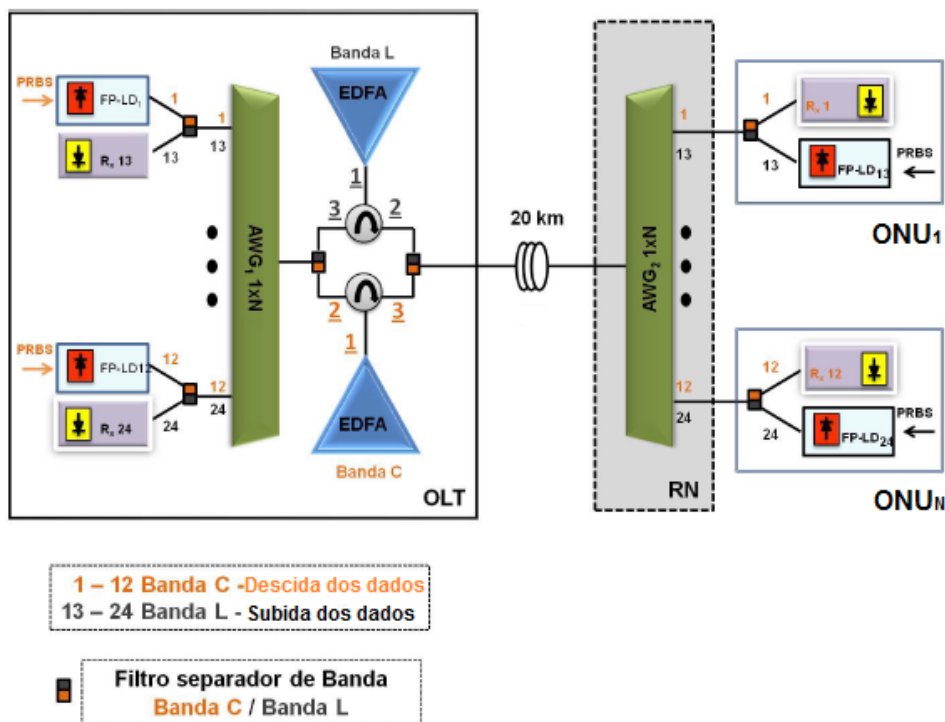


Figura 22: Ilustração esquemática da arquitetura WDM-PON proposta em (MUN *et al.*, 2008).

De fato, a característica fundamental no dispositivo que proporciona uma melhor condição de travamento está relacionada à assimetria das refletividades das faces, que já eram construídas com 0,1% na face frontal e 80% na face traseira. A equalização de potência de saída do FP-LD, de forma a possibilitar o travamento em vários modos, foi alcançada com a produção de cavidades longas, com comprimentos da ordem de $600\mu m$, permitindo assim que

o travamento da injeção ocorra para um mínimo de 16 modos (CHENG *et al.*, 2007).

A - Travamento por injeção de FP-LD utilizando o fatiamento espectral de outro FP-LD

O próprio FP-LD pode ser utilizado como uma fonte banda larga (CHOI *et al.*, 2004). Neste esquema de IL, um dos FP-LDs é utilizado como fonte de geração do sinal de travamento, denominado laser mestre (*Master Laser - ML*). Após o fatiamento espectral por um AWG, cada porção do espectro do laser mestre é encaminhado a um FP-LD diferente, denominado laser escravo (*Slave Laser - SL*). A Figura 23 ilustra este esquema.

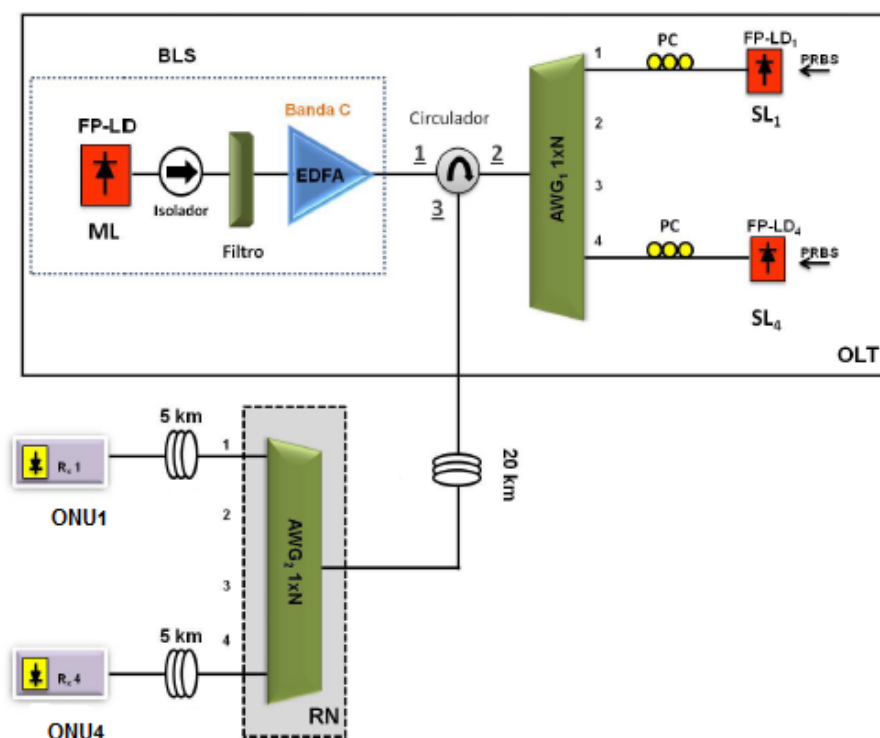


Figura 23: Ilustração esquemática da arquitetura WDM-PON proposta em (CHOI *et al.*, 2004).

Nesta configuração, um isolador é acoplado ao laser mestre que deve operar em modo contínuo (*Continuous Wave - CW*), de forma a reduzir as reflexões provenientes das portas dos outros dispositivos. A saída deste laser é filtrada de modo a reduzir o espectro multimodo para apenas 4 modos. Um EDFA é necessário para amplificar o sinal semente pois uma grande parte da potência de saída do laser é atenuada após o filtro (são filtrados apenas 4 das dezenas de modos, pois o FP-LD utilizado possui uma cavidade curta ($250\mu m$) e assim tem poucos modos possíveis de serem bloqueados). O laser mestre possui um espaçamento modal de $1,2 nm$. Após a amplificação, o sinal é destinado a um AWG, o qual realiza o fatiamento espectral e encaminha cada porção do espectro a um laser escravo distinto. O uso de um controlador de polarização

(*Polarization Control - PC*) acoplado ao laser escravo é essencial para casar a polarização deste com a do laser mestre e assim maximizar o travamento por injeção. Ainda na OLT, quatro lasers escravos eram modulados diretamente por um sinal do tipo PRBS de $2^{23} - 1$ a taxas de 622 Mbps , totalizando uma capacidade de $2,5 \text{ Gbps}$ em tráfego de descida. Valores de BER inferiores a 10^{-11} para distâncias de 25 km entre a OLT e as ONUs foram alcançadas.

Em 2009 uma variação desta arquitetura foi proposta de forma a suportar uma capacidade de 55 Gbps ($22 \times 2,5 \text{ Gbps}$) (LIAO *et al.*, 2009). A diferença notável desta arquitetura é a utilização de lasers com cavidades longas ($\approx 600 \mu m$) no lugar do laser mestre, de forma a prover uma fonte banda larga com um espectro mais plano, e tendo 22 modos disponíveis para o travamento por injeção.

De fato, estudos realizados no que se refere ao desempenho dos FP-LD sob o efeito de IL permitiram a construção de fontes ópticas mais estáveis e a equalização de potência em uma larga faixa de comprimento de onda através de otimização de alguns parâmetros do dispositivo, como refletividade das faces, comprimento da cavidade, corrente de polarização e outras características. Recentemente, técnicas mais refinadas permitiram a construção de FP-LDs insensíveis à polarização do sinal óptico externo, excluindo a necessidade de ajustar o estado de polarização entre o mestre e os escravos (LEE *et al.*, 2010), possibilitando a elaboração de arquiteturas baseadas na Figura 24, onde um laser mestre com espectro plano gera o sinal de travamento para os lasers escravos similares, sem a necessidade de um amplificador óptico e reduzindo ainda mais o custo de manutenção desta rede óptica.

B - O sinal semente vindo de uma fonte de banda larga

É possível fazer o travamento por injeção de um laser FP utilizando um sinal de semente vindo de uma fonte BLS. Este sinal ASE será acoplado na fibra de transmissão e deve ser fatiado espectralmente antes de chegar as ONUs. Em (LEE *et al.*, 2005) foi proposta uma WDM-PON que usa este conceito. Na rede montada foram usados 12 canais com espaçamento de 50 GHz entre eles. A montagem experimental é mostrada na Figura 25.

Como fonte BLS foi utilizada a saída de uma fibra dopada com érbio bombeada por um laser CW (EDFA sem sinal na entrada). Havia duas BLSs na OLT, cada uma delas operando em uma banda diferente (bandas C e L), que foram utilizadas como sinais semente para travar a injeção dos FP-LD. Os FP-LD estão localizados tanto na OLT como nas ONUs e foram diretamente modulados em 155 Mbps . A banda C foi usada para a transmissão do sinal de subida e a banda L para transmissão do sinal da descida. Foi integrado um controlador de temperatura em cada FP-LD, a fim de reduzir a variação do comprimento de onda com a temperatura nestes dispositivos. O atenuador (Att) foi usado para testes de orçamento de

Fonte: (LEE *et al.*, 2010)

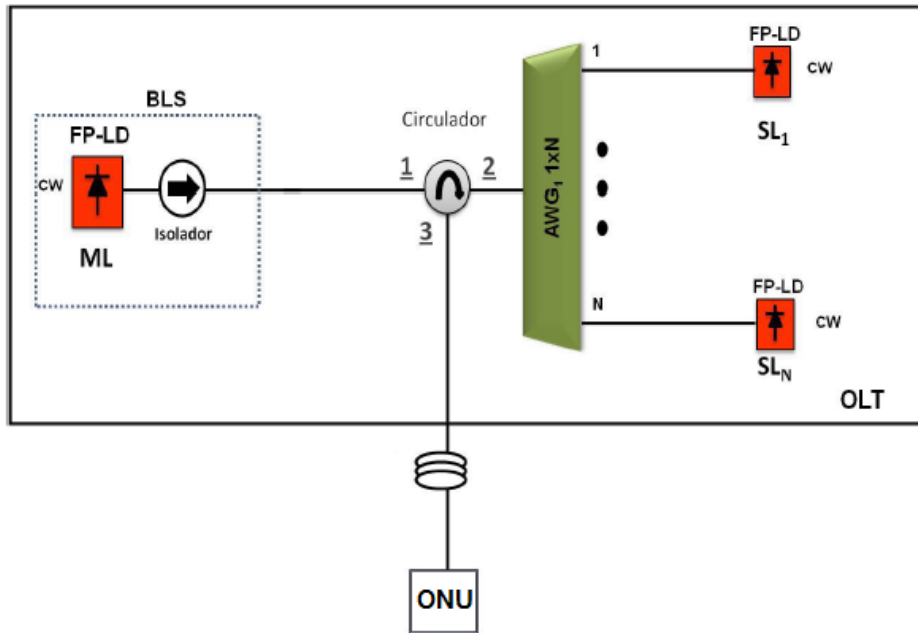


Figura 24: Ilustração esquemática da técnica de travamento utilizando o FP-LD em modo CW como ML e SLs.

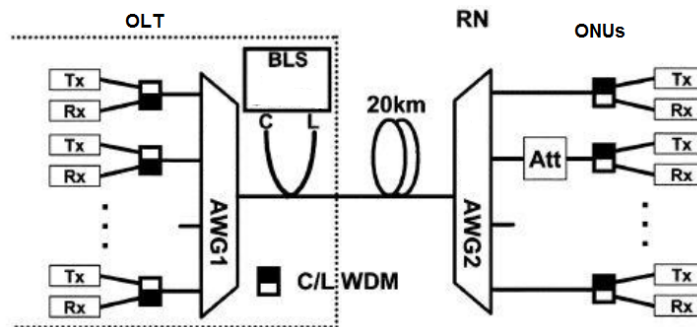


Figura 25: Diagrama de blocos da parte experimental usada em (LEE *et al.*, 2005).

potência óptica.

A fonte BLS que tem em sua saída um sinal com a banda C é acoplada na fibra de transmissão. Chegando este sinal no AWG₂, ele é fatiado espectralmente e cada fatia será enviada como um sinal semente para a ONU correspondente. Cada sinal fatiado espectralmente irá sintonizar o modo do FP-LD que estiver mais próximo do comprimento de onda associado ao sinal semente recebido. Os sinais de subida serão então multiplexados e enviados novamente para a OLT. No AWG₁ eles serão demultiplexados e encaminhados para os receptores. Para a transmissão da descida, o processo é realizado de modo semelhante, mas com a BLS operando na banda L.

A maior vantagem de se usar esse processo é o seu baixo custo. Como desvantagens

pode-se notar a limitada taxa de bits e a pequena distância de transmissão (no caso acima apresentado é usado uma taxa de bits de 155 *Mbps* e a distância máxima de transmissão é cerca de 30 *km*).

C - Usando o sinal de descida para travar a injeção de um FP-LD

Uma outra forma de travar a injeção do FP-LD é utilizar o sinal de descida de dados, em vez de um sinal externo. Em (CHAN *et al.*, 2002), foi apresentada uma arquitetura que utiliza uma parte do sinal de descida para travar a injeção do FP-LD. A Figura 26 mostra a configuração usada neste caso.

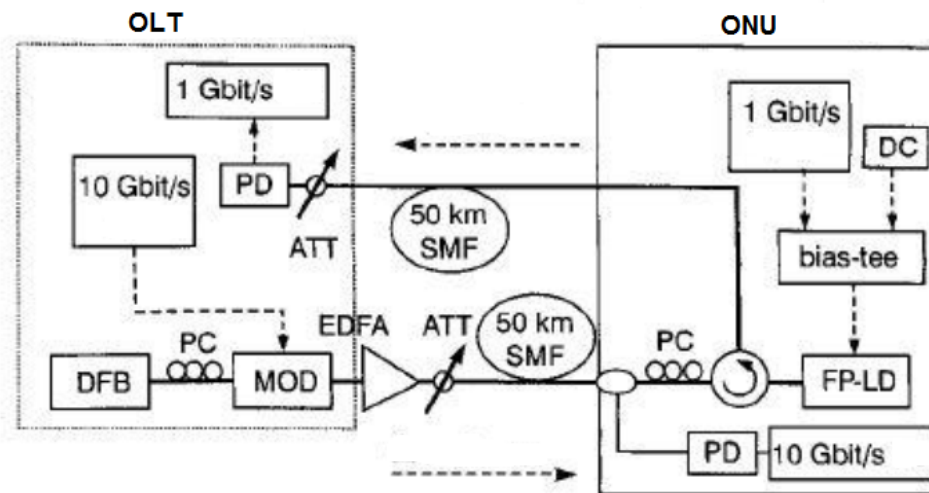


Figura 26: Diagrama de blocos da parte experimental usada em (CHAN *et al.*, 2002).

Como é mostrado no diagrama de blocos, na OLT foi utilizado um laser DFB como fonte CW, sendo que sua saída óptica é modulada externamente a uma taxa de 10 *Gbps*. O comprimento do enlace óptico é de 50 *km*. Na ONU o sinal de descida passa por um divisor, onde 50% vai para a recepção dos dados e os outros 50% vão para travar a injeção do FP-LD (o qual foi modulado diretamente com uma taxa de 1 *Gbps*). O circulador óptico foi usado para separar o sinal de subida do sinal de descida que é utilizado para o travamento por injeção.

Esta é uma solução de relativo baixo custo. Outra vantagem é uma melhor utilização da largura de banda, pois o mesmo comprimento de onda é utilizado na descida e na subida. Em comparação com a utilização de uma fonte de banda larga para gerar o sinal semente, este método conduz a uma distância maior de transmissão (50 *km* no caso apresentado contra 30 *km* do outro).

RSOA

A - Com o sinal de semente vindo de uma fonte BLS

Uma das técnicas mais pesquisadas atualmente utiliza Amplificadores Ópticos a Semicondutor com Reflexão total em uma das faces (RSOA). Com o RSOA o mesmo comprimento de onda utilizado no sinal semente é utilizado no sinal de subida. A face frontal do amplificador óptico a semicondutor é revestida com uma camada com baixa refletividade e apresenta uma perda de inserção relativamente baixa (menor que $0,5dB$), sendo ela utilizada como porta de entrada do sinal óptico e também como saída do sinal óptico já modulado, enquanto a outra face possui um revestimento com alta refletividade, de modo que a maior parte da luz injetada seja enviada novamente à face frontal. Dessa forma, o sinal óptico de entrada nesse dispositivo é injetado pela face frontal, modulado em amplitude por meio da aplicação de polarização alternada, refletido pela outra face, amplificado e enviado novamente para a face frontal com o mesmo comprimento de onda central da luz injetada. Valores de ganho óptico entre 10 e 30 dB e largura espectral de ganho óptico compreendidos entre 30 e 32 nm são conseguidos. Dessa forma, um único RSOA é capaz de operar em uma ampla faixa de comprimento de onda (30 nm), além de amplificar o sinal óptico de entrada, sendo, portanto, uma fonte óptica atrativa para utilização em sistemas WDM (40 canais) e/ou DWDM (80 canais). Nos atuais modelos comerciais, a máxima taxa de modulação direta utilizada desses dispositivos, sem a necessidade de técnicas sofisticadas de equalização eletrônica, está compreendida entre 1,25 e 2,5 $Gbps$ (LEE *et al.*, 2010a)(DUARTE *et al.*, 2011).

Da mesma maneira como utilizado nos FP-LD, também é possível fazer uma rede WDM-PON utilizando RSOAs no receptor, sendo que o sinal semente vem do fatiamento espectral de uma fonte BLS. A comparação desta técnica com os FP-LD, reside no fato de apresentar a vantagem de uma menor potência do sinal semente, entretanto, como desvantagem, não atingem tão altas taxas de transmissão quanto os FP-LDs (CHO *et al.*, 2009) (STRAULLU *et al.*, 2012). A utilização dos RSOAs permite o emprego de três características diferentes no mesmo dispositivo: amplificação da potência do sinal semente incidente, a modulação dos dados e o aumento da margem de ruído do sistema. Em (HEALEY *et al.*, 2001), foi demonstrada uma arquitetura usando esta abordagem e sua configuração experimental é vista na Figura 27.

Para o sinal de descida são utilizados lasers DFB diretamente modulados em 1,25 $Gbps$ como fonte de luz (um por canal). Estes trabalham na banda L e a separação em espectro dos canais é de 100 GHz . A distância do enlace é de 20 km . Um único SLED foi usado como fonte BLS para os RSOAs. Este SLED tem largura de banda suficiente para alimentar até 40 ONUs. Este dispositivo emite luz não polarizada e incoerente que cobre toda a banda C (que será utilizada para a transmissão do sinal de subida). Um acoplador foi usado para agregar os sinais de descida e o da semente. O AWG no nó remoto (RN) é o responsável por fatiar o espectro de luz do SLED. Cada ONU recebe uma fatia de 0,4 nm de largura de banda que foi

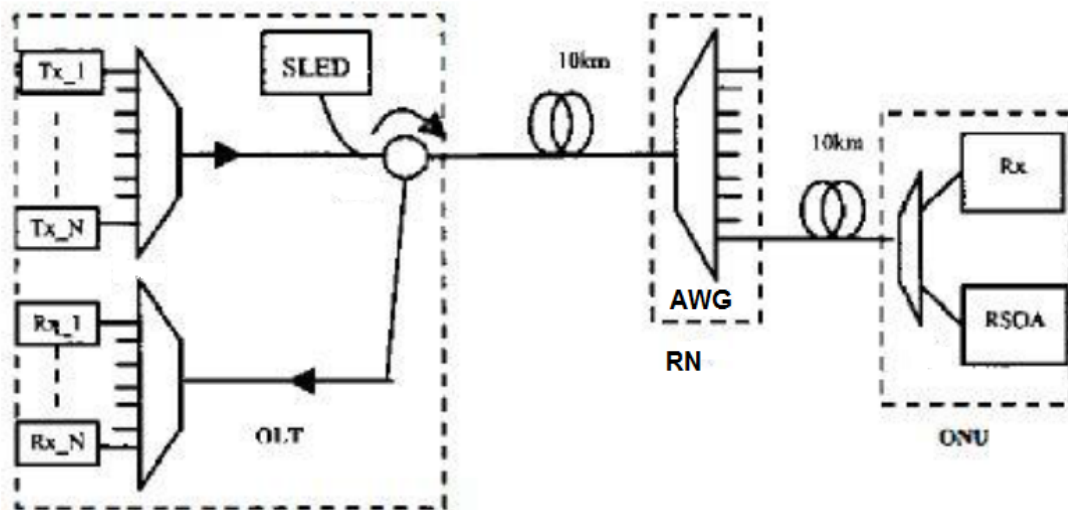


Figura 27: Diagrama de blocos da parte experimental usada em (HEALEY *et al.*, 2001).

modulada (a 1,25 *Gbps*), amplificada e refletida pelo RSOA. Na OLT também foi usado um filtro de banda C/L para separar os sinais de subida e de descida.

Com esta técnica é possível alcançar taxas de bits relativamente altas (o caso apresentado teve uma taxa de 1,25 *Gbps*). Uma desvantagem desta técnica é a necessidade da utilização de uma semente de luz externa.

B - RSOA com sinal de semente vindo de um banco de FP-LD

Uma outra técnica para se conseguir uma WDM-PON usando os RSOAs é relatada em (YEH *et al.*, 2008). Nesta técnica os RSOAs que estão nas ONUs recebem o sinal semente que vem da OLT onde existe um banco de FP-LDs. A Figura 28 ilustra tal configuração experimental. Esta configuração mostra uma arquitetura auto-protégida contra avarias na fibra, para isto foi utilizada duas fibras entre o RN e as ONUs.

Na OLT, os FP-LDs geram o sinal de semente utilizando comprimentos de onda dentro da banda C, com o espaçamento de 1,38 *nm* entre os canais. Enquanto os transmissores dos sinais de descida utilizam comprimentos de onda dentro do espectro da banda L. Controladores de Polarização (PC) são colocados na saída de cada FP-LD. Um espelho (Fiber Mirror - FM) foi usado para refletir a luz, a fim de gerar o sinal semente para travar a injeção dos FP-LDs. Cada FP-LD corresponde a um comprimento de onda que é agregado no enlace através de um AWG. Os sinais semente passam através de um EDFA, a fim de serem amplificados. O enlace possui um comprimento total de 20 *km*. No RN, cada comprimento de onda segue para a ONU correspondente, onde são utilizados para semear os RSOAs. Esta semente é então modulada (taxa de 2,5 *Gbps*), amplificada e refletida para a entrada, formando assim o sinal de subida. O AWG no RN agrega os sinais de cada ONU, enviando-os então para a OLT. Nesta os sinais de

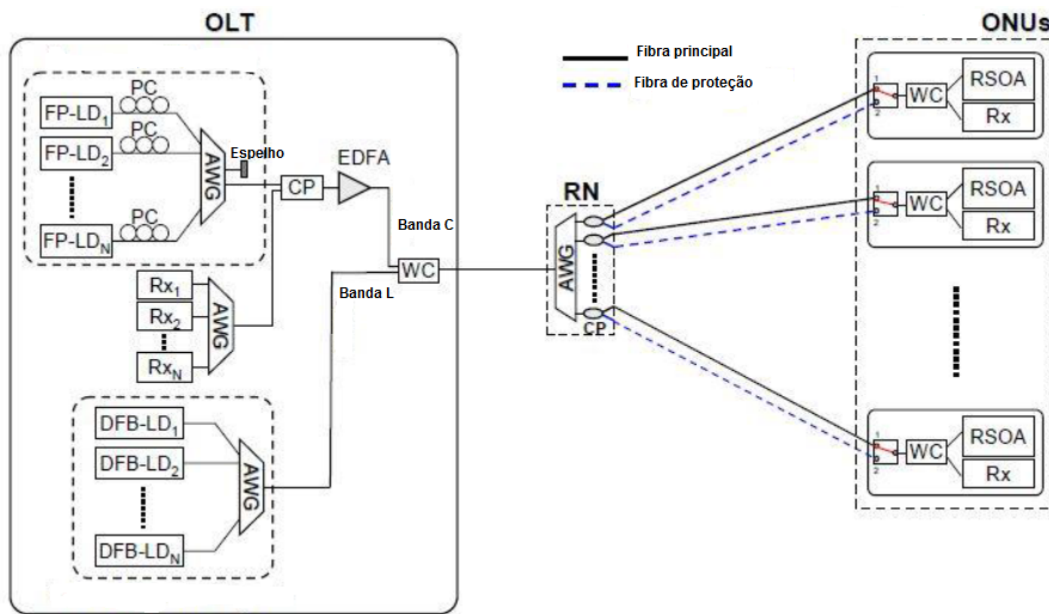


Figura 28: Diagrama de blocos da parte experimental usada em (YEH *et al.*, 2008).

subida são encaminhados para seus receptores correspondentes através de outro AWG.

A transmissão do sinal de descida é realizada utilizando lasers DFB, que atuam dentro do espectro da banda L e são modulados externamente com uma taxa de bits de 10 *Gbps*. Uma novidade deste esquema foi a utilização da fibra de proteção, que fica entre o RN e as ONUs, que entrará em serviço sempre que ocorra qualquer tipo de situação anormal com a fibra principal (por exemplo, um corte na fibra em uma ação de manutenção). Esta redundância resulta em um incremento no custo da rede.

Com esta técnica é possível obter taxas de bits mais altas do que quando se obtinha o sinal de semente vindo de uma fonte BLS, mas neste caso, o custo da rede é aumentado pelo banco de FP-LD, controladores de polarização, espelho e AWG utilizados na geração dos sinais semente.

C - RSOAs utilizando a própria luz para gerar o sinal semente

Uma outra técnica para se conseguir uma rede WDM-PON usando os RSOAs foi relatada em (POLAROTI *et al.*, 2015), (WONG *et al.*, 2007) e (WONG, 2012). Nesta técnica o sinal semente do RSOA é obtido através de um processo de realimentação. Ao ser aplicada a corrente de polarização no RSOA este emite na sua saída um sinal do tipo ASE, ao passar pelo AWG apenas uma pequena porção do espectro deste sinal vai para o outro lado, sendo que neste lado existe um espelho semi-transparente (B). Uma parte deste sinal é refletida novamente para o RSOA gerando assim o sinal semente. A alternativa do espelho semitransparente foi comparada com a geração do sinal semente junto ao RN utilizando como fonte BLS um amplificador

EDFA com sua entrada aberta (A). Esta segunda alternativa foi utilizada apenas para efeito de comparação, visto que sua utilização implicaria que a rede deixaria de ser passiva. A Figura 29 mostra o esquema utilizado nos experimentos.

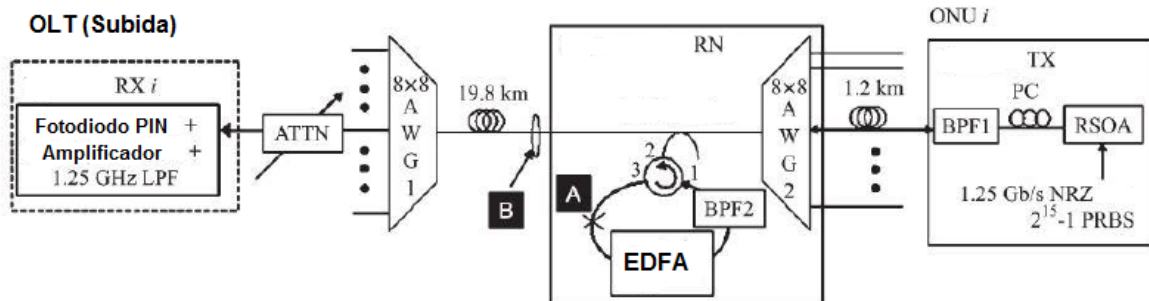


Figura 29: Diagrama de blocos da parte experimental usada em (WONG *et al.*, 2007).

Nota-se que uma grande vantagem deste sistema é a possibilidade de se obter uma fonte sintonizável, mas sem a necessidade de um controle ativo de temperatura. Os RSOAs foram diretamente modulados com a taxa de 1,25 Gbps gerando o sinal de subida dos dados. O comprimento total do enlace testado foi de 21 km e o sistema atendeu as especificações do ITU-T. A grande desvantagem implica em modificações na ODN (colocação do espelho).

D - RSOA com remodulação

Uma outra técnica reutiliza o sinal de descida, utilizando-o como semente para o sinal de subida através do processo de remodulação. Esta técnica foi apresentada em (PAYOUX *et al.*, 2007), onde foi montado um sistema bidirecional com taxa de bits de 1,25 Gbps. A montagem experimental utilizada pode ser observada na Figura 30.

A transmissão do sinal de descida foi conseguida por meio de modulação direta de lasers do tipo DFB. O sinal chegou até a ONU ao passar pelo enlace (fibra e AWG). Chegando a ONU o sinal de descida passa por um divisor de potência, onde 20% vai para a detecção de sinal (por meio de um diodo de avalanche APD), e os restantes 80% vão para serem usados como o sinal de semente do RSOA, e após o processo de remodulação gerarem o sinal de subida dos dados.

Este sistema não permite taxas de bits tão altas como os dois sistemas apresentados anteriormente, mas tem a vantagem de ser insensível à polarização, evitando assim a utilização dos controladores de polarização. Uma preocupação ao utilizar esta técnica se refere ao fenômeno de retroespalhamento (backscattering), que pode afetar a transmissão do sinal de subida, uma vez que os sinais de descida e de subida são transmitidos usando os mesmos

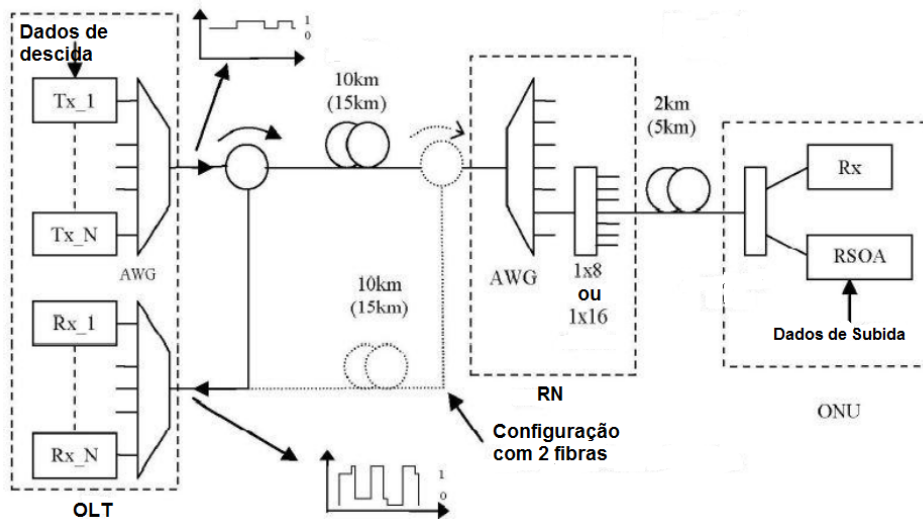


Figura 30: Diagrama de blocos da parte experimental usada em (PAYOUX *et al.*, 2007).

comprimentos de onda.

3 CARACTERIZAÇÃO DE DISPOSITIVOS EMISSORES

Neste capítulo é descrita a caracterização de quatro dispositivos comerciais de baixo custo, para serem utilizados como emissores dentro das ONUs incolores que serão avaliadas no próximo capítulo.

São mostrados os ensaios de medição de potência óptica, espectro e largura de banda em função das correntes de polarização (IBias) e da temperatura. Com estes dados é possível verificar a possibilidade de utilização destes componentes dentro das ONUs incolores.

Introdução

Além de se considerar qual é a solução mais vantajosa em termos de taxas de transmissão e alcance do enlace, a questão da utilização de componentes de baixo custo é da maior relevância para uma implementação comercial das novas NGPON2 (SPOLITIS *et al.*, 2012). Desta maneira, a utilização de lasers com estruturas complexas ou com controladores de temperatura deveriam ser evitados, pois além do custo, aumenta-se o consumo de energia elétrica.

O mercado oferece atualmente diversas opções de modelos de baixo custo de DFB-LD, FP-LD, VCSEL-LD e RSOA. Todos estes podem ser usados em ONUs incolores (POLO *et al.*, 2014) (HUANG *et al.*, 2014) (SPREN *et al.*, 2014) (LEE, 2009). Os diodos lasers VCSEL, FP e DFB estão disponíveis em diferentes formatos e tamanhos, com a potência óptica de saída disponível desde centenas de μW até alguns mW . O espectro e a potência de saída são influenciados pela geometria da cavidade, pela corrente de polarização e pela temperatura de operação do diodo. O ganho e o índice de refração do material empregado no dispositivo são dependentes da temperatura. Como não apresentam controle externo, o comportamento do comprimento de onda na saída em função da temperatura é um grande desafio a ser ultrapassado. Em (LIU *et al.*, 2014a)(ESSIAMBRE *et al.*, 2010) são demonstrados esquemas para a fabricação de lasers que podem solucionar este desafio.

As fontes ópticas aqui testadas são todas de baixo valor e modelos com encapsulamento TO (sem controle de temperatura) (Os catálogos destes dispositivos são

encontrados no apêndice A).

A Tabela 4 mostra as principais características das fontes testadas:

Tabela 4: Comparação das Fontes ópticas a serem caracterizadas.

Característica	VCSEL	DFB	FP	RSOA
Modelo	RC340531	RLD-CD55	C1237321423	RSOA-18-TO-C
Fornecedor	RayCan	HGenuine	Liverage	Kamelian
Taxa de dados (Gbps)	10	10	1.25	1.25
Ibias (25°C) (mA)	2 to 15	8-120	10-150	10-120
Potência Óptica (dBm)	-3	+5	+2	+10 (máx)

A Tabela 5 mostra uma idéia da ordem de grandeza do custo destes componentes. Os preços são de abril de 2016 para pequenas quantidades.

Tabela 5: Estimativa de preços dos dispositivos emissores.

COMPONENTE	CUSTO (US\$)
LED1550E	17.95 ¹
VCSEL RC340531	30.00 ²
DFB RLD-CD55	70.00 ²
FP C1237321423	40,00 ²
14-pin Butterfly Laser Diode LM1452	340.00 ¹
RSOA-TO-18-C-FA	50.00 ²
RSOA-OPA-18-N-C-FA	450.00 ²

Fontes:¹ Thorlabs, ² Próprios fabricantes

Como é possível observar na tabela, para acoplar um módulo de controle de temperatura (14-pin Butterfly Laser Diode LM1452) em um dispositivo com encapsulamento TO, o custo seria de US\$ 340.00 a mais (sem o controlador de temperatura). Um RSOA com enpsulamento TO custa nove vezes menos do que o mesmo já com o módulo de controle de temperatura acoplado. Logicamente que a indústria, com o seu poder de barganha devido a alta escala, conseguiria reduzir drasticamente estes preços.

3.1 CARACTERÍSTICAS ESTÁTICAS

Nesta parte as medidas foram feitas à temperatura ambiente.

3.1.1 CURVAS L-I

Inicialmente foi medida a potência óptica de saída das fontes escolhidas em função de suas correntes de polarização (Ibias). Assim as curvas L-I foram plotadas, e a partir delas foram

calculadas a eficiência na conversão elétrica para óptica (E/O) e suas correntes de limiar (I_{th}). Estas medidas são realizadas utilizando um medidor de potência óptica diretamente na saída do laser.

VCSEL

A Figura 31 mostra a curva LI do VCSEL.

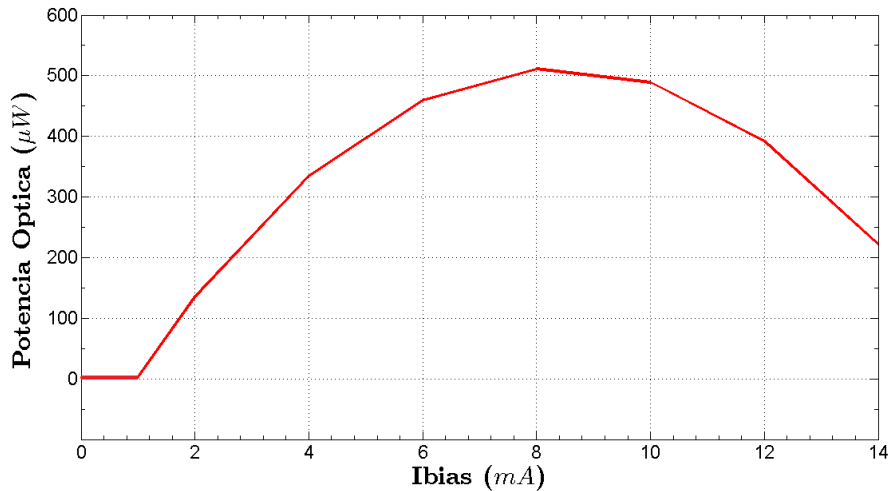


Figura 31: Curva LI do VCSEL.

Desta curva pode-se notar que a corrente de limiar deste laser é muito baixa ($I_{th} = 1.1 \text{ mA}$), a potência de saída máxima é baixa em comparação ao FP-LD ($P_{max} = 550 \mu\text{W}$). Na região linear do laser ($1,2 \text{ mA} \leq I_{bias} \leq 6,5 \text{ mA}$) a eficiência é de $0,09 \text{ W/A}$. A corrente direta máxima deste dispositivo é de 15 mA e não foi ultrapassada.

FP

A Figura 32 mostra a curva LI do FP-LD. Deve ser lembrado que esta potência de saída é a soma de todos os modos produzidos pelo FP-LD.

A partir do gráfico pode-se notar que a corrente de limiar deste laser é $I_{th} = 10 \text{ mA}$, a potência de saída máxima é $P_{max} = 8000 \mu\text{W}$, e na região linear do laser ($15 \text{ mA} \leq I_{bias} \leq 80 \text{ mA}$) a eficiência é de $0,09 \text{ W/A}$. A corrente direta máxima deste modelo é de 150 mA e não foi ultrapassada.

DFB

A Figura 33 mostra a curva LI do laser DFB.

Desta curva pode-se notar que a corrente de limiar deste laser é $I_{th} = 10 \text{ mA}$, a potência de saída máxima é ($P_{max} = 5000 \mu\text{W}$), e na região linear do laser ($10 \text{ mA} \leq I_{bias} \leq 100 \text{ mA}$)

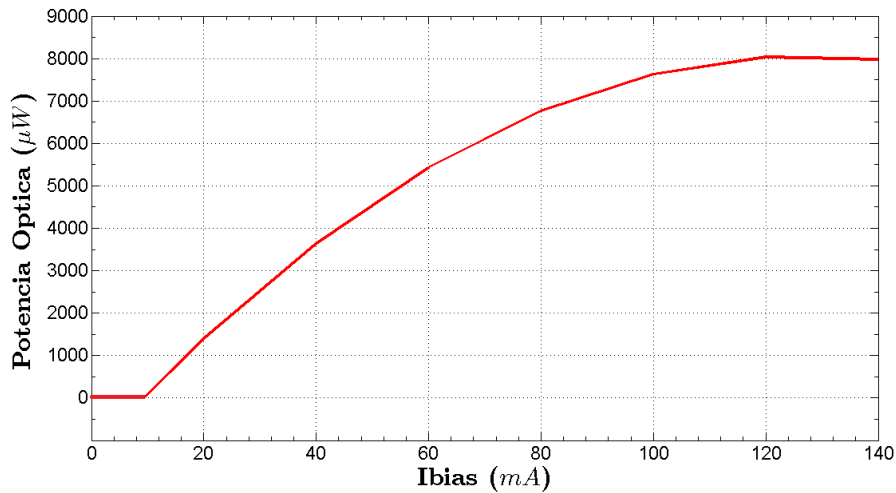


Figura 32: Curva LI do FP-LD.

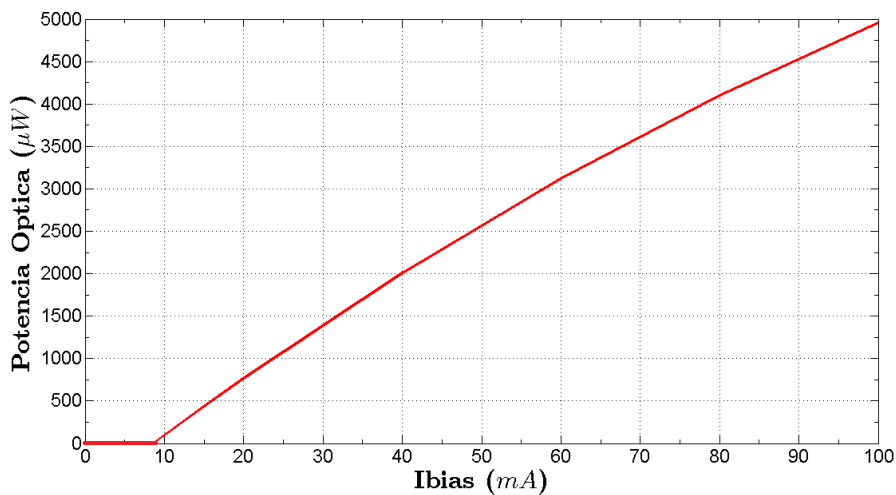


Figura 33: Curva LI do DFB.

a eficiência é de $0,1 \text{ W/A}$. A corrente direta máxima deste modelo é de 120 mA e não foi ultrapassada.

RSOA

A figura 34 mostra a curva LI do RSOA. Deve ser lembrado que o RSOA não é uma fonte óptica, mas um amplificador. E, que sem um sinal em sua entrada, esta potência de saída é um sinal de banda larga do tipo ASE.

Desta curva pode-se notar que a corrente de limiar deste amplificador é $I_{th} = 30 \text{ mA}$, a potência de saída máxima é ($P_{max} = 6000 \mu\text{W}$), e na região linear do laser ($35 \text{ mA} \leq I_{bias} \leq 75 \text{ mA}$) a eficiência é de $0,12 \text{ W/A}$. A corrente direta máxima deste modelo é de 150 mA e não foi ultrapassada.

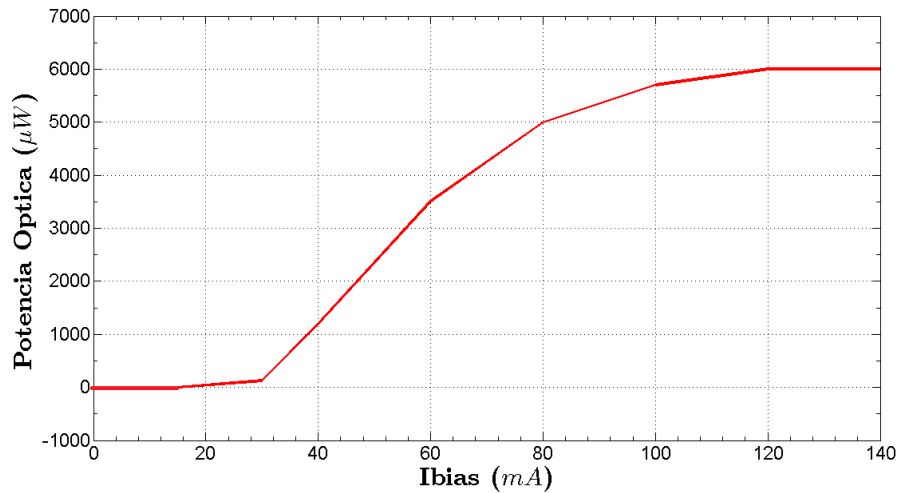


Figura 34: Curva LI do RSOA.

A Tabela 6 apresenta um resumo das curvas L-I dos componentes testados:

Tabela 6: Resumo das Curvas L-I

FONTES	Corrente de Limiar (mA)	Eficiência (W/A)	Potência Máxima (μW)
VCSEL	1,2	0,09	550
FP-LD	10	0,09	8000
DFB	10	0,10	5000
RSOA	30	0,12	6000

3.1.2 RESPOSTA EM FREQUÊNCIA

A Figura 35 mostra o diagrama de blocos do experimento realizado para verificar a resposta em frequência dos lasers (parâmetro S_{21}). Foi utilizado o analisador de rede PNA E8361C da Agilent Technologies, o T-Bias modelo ZFBT-6G da Mini-Circuits, o receptor PIN utilizado foi o modelo 11982 da HP, e a corrente de polarização (Ibias) foi ajustada usando um controlador de corrente de laser (ThorLabs, modelo LCD220).

A Tabela 7 mostra resultados encontrados para os lasers (ponto em que a atenuação atinge 6 dB). Foram realizados testes variando a corrente de Ibias, e na tabela são mostrados os resultados com as maiores larguras de banda encontradas.

Como a impedância na entrada de dados do RSOA é muito baixa e varia com a frequência (PINILLA, 2007), é aconselhável colocar um resistor em série com a entrada do RSOA de forma a diminuir as reflexões devido a um descasamento de impedância, e assim aumentar a largura de banda devido a esta equalização. Sendo que a soma deste resistor mais

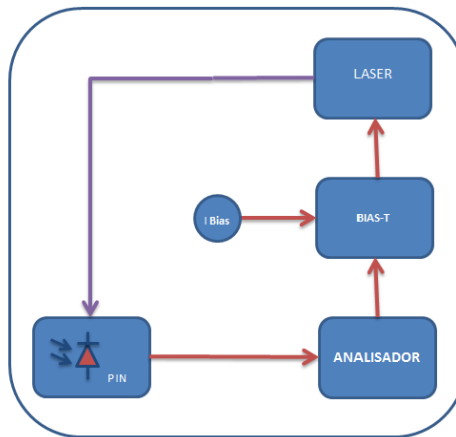


Figura 35: Experimento para se obter a resposta em frequência.

Tabela 7: Largura de Banda Disponível para os Lasers

FONTES	Largura de Banda	Ibias (mA)
VCSEL	4,6 GHz	6
FP	620 MHz	35
DFB	3,1 GHz	50

a impedância de entrada do RSOA deve ser igual a resistência do T-Bias (50 Ω). O catálogo informa que a largura de banda original do RSOA é de 600 MHz.

Usando o analisador de rede, mediu-se a impedância de entrada do RSOA. O resultado mostrou que esta impedância varia desde 5 Ω até um valor próximo dos 35 Ω em função da frequência, sendo que 10 Ω é um valor médio. Em função deste resultado resolveu-se colocar um resistor de 39 Ω em série com a entrada do RSOA. Como este resistor deve estar o mais próximo possível do dispositivo, foi fabricada uma placa de circuito impresso (PCI) para fixar o RSOA nesta. Sendo que esta PCI serviria como T-Bias. A Figura 36 mostra o esquema eletrônico desta pci.

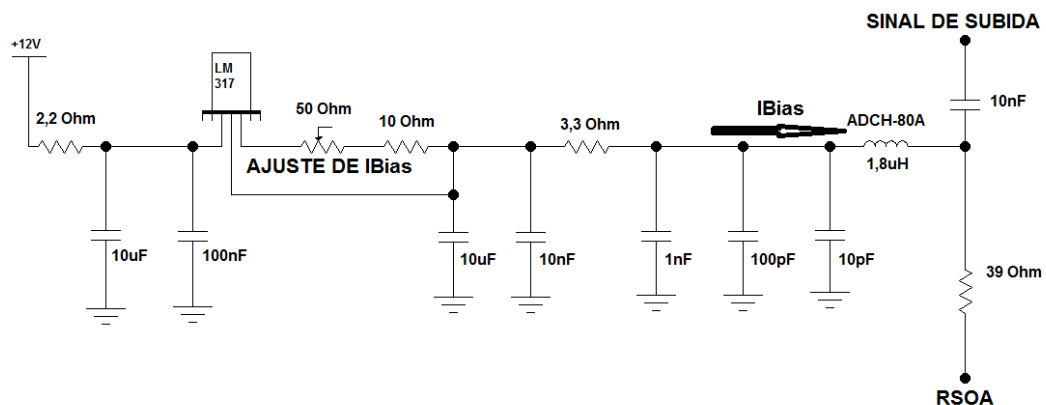


Figura 36: Placa de Circuito Impresso usada como T-Bias no RSOA.

Como a figura mostra, a corrente de Ibias vêm da fonte de corrente construída com o LM317, e o ajuste é feito por um potenciômetro. Esta corrente após passar pelo CI ADCH-80A (um indutor de $1,8 \mu H$), se une ao sinal de RF e é então direcionado ao RSOA. O resistor de 39Ω fica em série com a impedância de entrada do pino de dados do RSOA. A Figura 37 mostra o desenho desta placa de circuito impresso. O substrato utilizado não é comum, mas próprio para ser utilizado em altas frequências (atenua a irradiação entre as pistas).

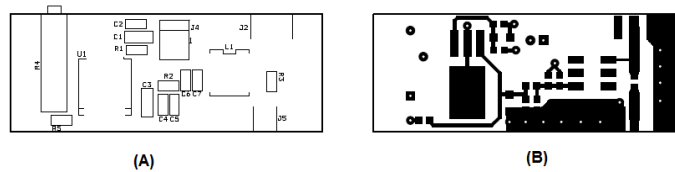


Figura 37: Placa de Circuito Impresso usada como T-Bias no RSOA (a) Componentes e (b) roteamento das pistas.

A PCI é alimentada por uma fonte DC ajustada em $+12 V$, e a corrente Ibias é a corrente de saída desta fonte. Os ensaios foram realizados com várias correntes de Ibias (variando o trimpot que está na PCI). Com esta PCI a maior largura de banda conseguida foi de $716 MHz$ para Ibias de $50 mA$ (ver a Figura 38).



Figura 38: Largura de Banda do RSOA com a pci.

A Analog Device fornece um drive para diodo laser com terminação diferencial ativa de retorno (ADN2526). Para verificar o desempenho deste CI, resolveu-se testá-lo com este RSOA. Utilizou-se o kit EVALZ-ADN2526 da Analog Devices (no apêndice foi colocado o catálogo deste kit). A Figura 39 mostra a largura de banda com este novo driver.

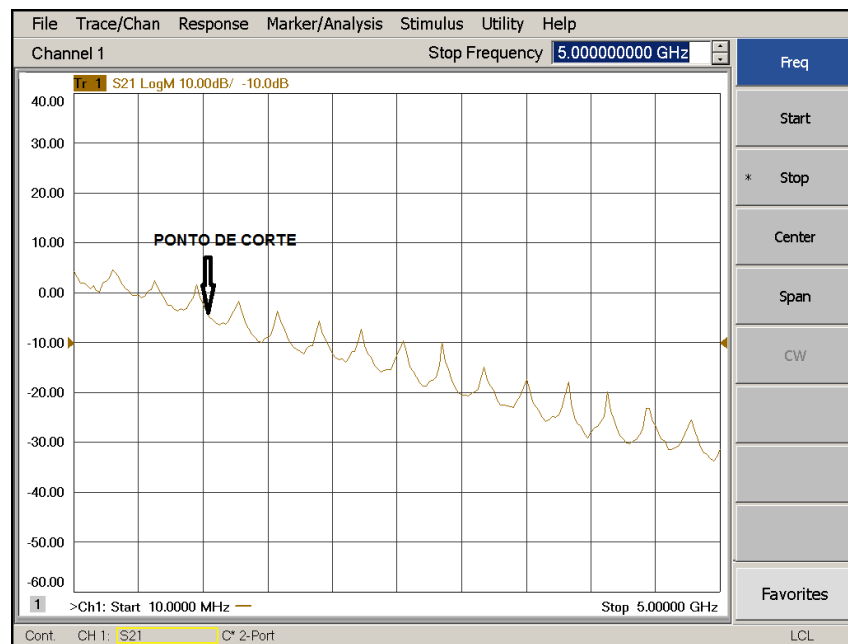


Figura 39: Largura de Banda do RSOA com a pci da Analog Devices.

Como a figura mostra, a largura de banda neste novo driver foi superior a 1 GHz para $I_{bias}=50\text{ mA}$, ou seja um resultado melhor que a placa anterior.

3.2 ENSAIOS DE TEMPERATURA

3.2.1 FP-LD

Um FP-LD sob o efeito de IL pode ser modelado através do formalismo das equações de taxa (DUARTE, 2011)(AGRAWAL; DUTTA, 1993). A dinâmica do FP-LD monomodo travado por um sinal óptico coerente está muito bem fundamentada na literatura (LAU *et al.*, 2009; HALDAR *et al.*, 2005; GORDON, 2006; ZHANG *et al.*, 2008b; ADAMS; OSINSKI, 1982; LABUKHIN *et al.*, 2009; PARK *et al.*, 2005)

Em (MENG *et al.*, 2010) foi proposto um modelo mais simplificado para o modelamento do FP-LD.

Em geral o ganho depende da corrente de polarização (I_{bias}), da refletividade das faces, do ganho do material e da taxa de recombinação. Neste modelo a densidade de portadores de carga é assumida como sendo constante ao longo de toda região ativa do FP-LD. Esta condição não é verdadeira, mas apresenta como vantagem uma grande economia de esforço computacional. Assim o ganho espectral do sinal ASE injetado é dado por

$$G = T_c^2 \frac{(\sqrt{R_1} - \sqrt{R_2} G_s)^2 + 4\sqrt{R_1 R_2} G_s \sin^2 \phi}{(1 - \sqrt{R_1 R_2} G_s)^2 + 4\sqrt{R_1 R_2} G_s \sin^2 \phi} \quad (1)$$

sendo que T_c é a eficiência de acoplamento entre a fibra óptica e o FP-LD, R_1 e R_2 são as refletividades das faces, e G_s é o ganho para uma única passagem da luz pelo material, que é dado por

$$G_s = \exp[(\Gamma g_m - \alpha)L] \quad (2)$$

sendo que g_m é o ganho do material, Γ é o fator de confinamento, α são as perdas internas e L é o comprimento da região ativa. O deslocamento da fase do sinal para uma única passagem pela região ativa é dada por

$$\phi = 2\pi(\nu - \nu_o)L/\nu_g \quad (3)$$

sendo que ν é a frequência central do sinal ASE na entrada, ν_o é a frequência de um modo ressonante do FP-LD e ν_g é a velocidade de grupo. O ganho do material depende da densidade de portadores de carga na região ativa. Para achar a densidade de portadores de carga, a equação de estado permanente é dada por

$$\frac{I_{bias}}{eV} - R(n, T) - \frac{I_{total}}{A(T)\tau(T)I_s} = 0 \quad (4)$$

sendo que V é o volume da região ativa ($V = L \times D \times W$). D é a largura, W é a altura, e é a carga do elétron, $R(n, T)$ é a taxa total de recombinação espontânea, I_s é a intensidade de corrente da saturação, I_{total} é a intensidade de corrente total e $A(T)$ é a constante do ganho diferencial a uma dada temperatura. A intensidade de corrente da saturação é dada por

$$I_s = \frac{E}{\Gamma A(T)\tau(T)} \quad (5)$$

sendo que E é a energia do fóton. A recombinação espontânea é dada por

$$R(n, T) = an + b(T)n^2 + c(T)n^3 \quad (6)$$

sendo que a é um valor constante, $b(T)$ e $c(T)$ são dependentes da temperatura. O coeficiente de recombinação $b(T)$ e $c(T)$ são dados por

$$b(T) = \frac{1}{T^{1.5}} \quad (7)$$

$$c(T) = \frac{28.8 \times 10^{-40}}{E_g^2} \exp\left(-\frac{0.12E_g}{\kappa_B T}\right) \quad (8)$$

A temperatura do encapsulamento do dispositivo T é sempre maior que a temperatura ambiente, devido ao efeito de auto-aquecimento. Para incluir este efeito, é assumido uma resistência em série com a passagem da corrente de polarização.

E_g é o espaçamento entre bandas e κ_B é a constante de Boltzmann. Para uma densidade de portadores de carga n , o tempo de vida dos portadores é dada por

$$\tau(T) = [a + b(T)n + c(T)n^2]^{-1} \quad (9)$$

O ganho do material, g_m , depende da densidade de portadores de carga na região ativa. Usando o modelo aproximado proposto, o ganho do material é dado por

$$g_m = \frac{A(T)[n - n_o(T)]}{1 + \{[\lambda - \lambda_p(n, T)]/\Delta\lambda_D(n, T)\}^2} \quad (10)$$

sendo que $n_o(T)$ é a densidade da portadora na transparência, $A(T)$ a constante de ganho diferencial a uma certa temperatura, λ é o comprimento de onda do sinal ASE injetado, $\lambda_p(n, T)$ é o comprimento de onda para o pico de ganho e $\Delta\lambda_D(n, T)$ o ganho da largura de banda e

$$A(T) = A(T_o) + \frac{dA}{dT}(T - T_o) \quad (11)$$

$$n_o(T) = n_o(T_o) + \frac{dn_o}{dT}(T - T_o) \quad (12)$$

$$\lambda_p = \lambda_o + \frac{d\lambda_p}{dT}(T - T_o) + \frac{d\lambda_p}{dn}(n - n_{th}) \quad (13)$$

$$\Delta\lambda_D = \Delta\lambda_{D_o} + \frac{d\lambda_D}{dT}(T - T_o) + \frac{d\lambda_D}{dn}(n - n_{th}) \quad (14)$$

Simulação

As equações do modelo simplificado do FP-LD foram codificadas no Matlab. Os parâmetros utilizados foram: T_c é a eficiência de acoplamento entre a fibra óptica e o FP-LD (assumida como sendo 1), R_1 e R_2 são as refletividades das faces (assumidas como 0.01 e 0.32), Γ é o fator de confinamento (assumido como 0.3), L é o comprimento da região ativa (assumido como $600\mu m$), ν é a frequência central do sinal injetado na entrada para realizar o travamento da injeção (assumido como 0), ν_o é a frequência de um modo ressonante do FP-LD, v_g é a velocidade de grupo (assumido como $7.7 \times 10^7 \text{ ms}^{-1}$), D é a largura da região ativa (assumida como $0.2 \mu m$), W é a altura da região ativa (assumido como $2\mu m$), a é um valor constante (assumido como $1 \times 10^8 \text{ s}^{-1}$), $b(T)$ é dependente da temperatura (para $T = 298 \text{ K}$ o valor é $b(T) = 1 \times 10^{-16} \text{ m}^3 \text{ s}^{-1}$), $c(T)$ também é dependente da temperatura (para $T = 298 \text{ K}$ o valor é $c(T) = 7.5 \times 10^{-41} \text{ m}^6 \text{ s}^{-1}$), $n_o(T)$ é a densidade da portadora na transparência (assumida como $0.2 \times 10^{24} \text{ m}^{-3}$ quando $T = 298 \text{ K}$), $A(T)$ a constante de ganho diferencial a uma certa temperatura (para $T = 298 \text{ K}$ é assumido como $A(T) = 1.23 \times 10^{-20} \text{ m}^2$), λ é o comprimento de onda do sinal injetado para realizar o travamento da injeção (nesta simulação $\lambda = 0$, porque são mostradas as curvas do FP-LD sem injeção) e λ_o é assumido como 1543.5 nm para $T = 298 \text{ K}$, a fim de fazer coincidir as curvas teórica e prática neste ponto. O catálogo do fornecedor diz que este valor pode variar entre 1480 nm e 1580 nm .

A temperatura do encapsulamento do dispositivo T é sempre maior que a temperatura ambiente, devido ao efeito de auto-aquecimento. Para incluir este efeito, é assumido uma resistência em série com a passagem da corrente de polarização (assumido como 5Ω), e a resistência térmica é assumida como $50^\circ\text{C}/\text{W}$

Nesta simulação $\Delta\lambda_{D_o}$ é assumido como sendo 14 nm para $T = 298 \text{ K}$ e $I_{bias} = 50 \text{ mA}$, a fim de fazer coincidir as curvas teórica e prática neste ponto.

T_o é a temperatura de referência (assumida como 298 K). Notando as equações 10, 11 e 12, g_m (e conseqüentemente a potência na saída do laser) diminui com o aumento de temperatura pois $\frac{dA}{dT} < 0$ ($\approx -2 \times 10^{-23} \text{ m}^2 \text{ K}^{-1}$) e $\frac{dn_o}{dT} > 0$ ($\approx 4 \times 10^{21} \text{ m}^{-3} \text{ K}^{-1}$). Notando as equações 10 e 13, o comprimento de onda aumenta com o aumento da temperatura pois $\frac{d\lambda_p}{dT} > 0$ ($\approx 0.5 \text{ nmK}^{-1}$) e é muito maior que $\frac{d\lambda_D}{dn}$ ($\approx -0.1 \times 10^{-32} \text{ m}^4$).

Espectro da saída óptica

O FP-LD consiste de um ressonador óptico contendo dois espelhos com alta refletividade. Este tipo de laser não é monocromático, mas tem em sua saída uma série de linhas espectralmente coerentes (os modos longitudinais).

O valor da corrente de limiar deste laser é de aproximadamente 10 mA , mas notou-se

que os modos longitudinais começam a aparecer com uma corrente de 5 *ma*, conforme pode ser visto na Figura 40 (sabe-se que abaixo do limiar a radiação do laser é incoerente, mais parecida com a de um ruído ASE).

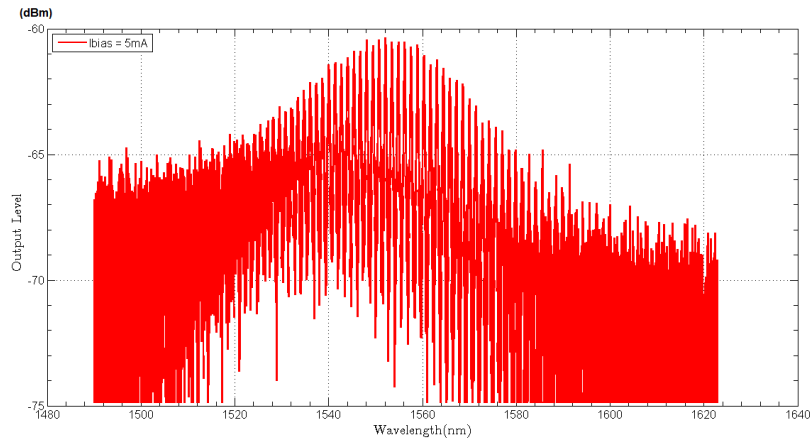


Figura 40: Resposta espectral do FP-LD com $I_{bias} = 5 \text{ mA}$.

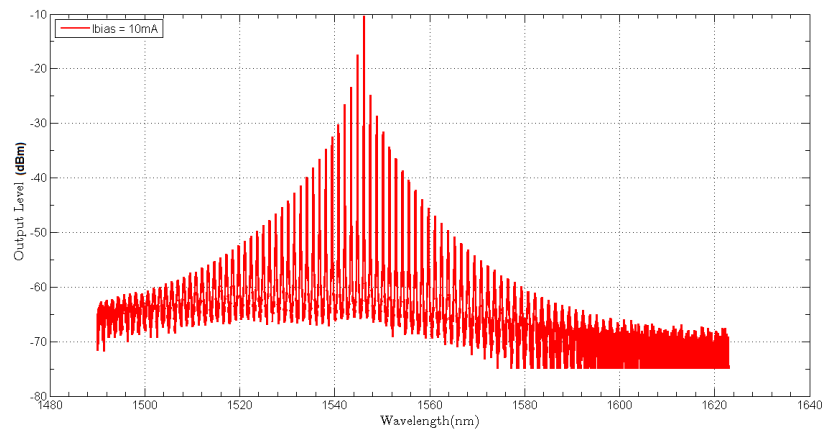
Quando a corrente de polarização é próxima ao valor de limiar, um dos modos longitudinais apresenta um ganho superior aos demais (ver a Figura 41(a)), mas a medida que aumenta a corrente de polarização, os modos longitudinais vão ganhando energia e também ocorre o fenômeno do deslocamento dos modos com maior potência (ver a Figura 41(b)).

A partir da medida realizada com $I_{bias} = 30 \text{ mA}$, pode-se calcular o comprimento da cavidade deste laser:

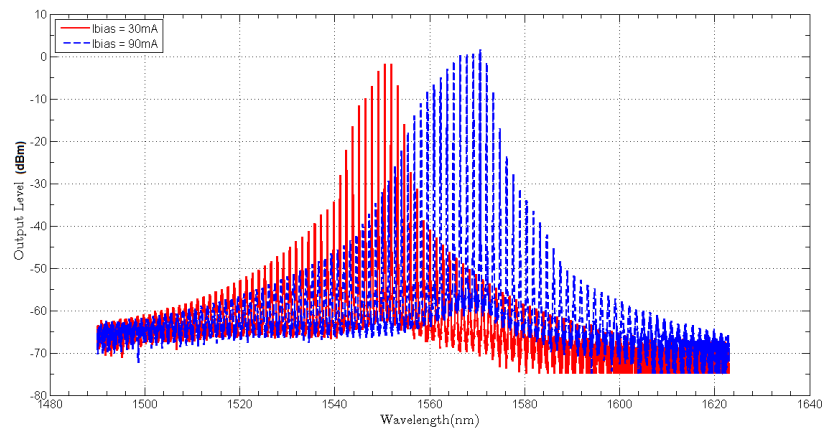
$$\text{Comprimento_da_Cavidade} = \frac{\lambda_c^2}{2 \times n \times FSR} \quad (15)$$

sendo que λ_c é o comprimento de onda central (que nesta medida foi de 1551 *nm*), e *FSR* (Free Spectral Range) é o espaçamento entre os modos longitudinais que nesta medida foi de 1,35 *nm*. Do catálogo obtém-se o valor do índice de refração *n* igual a 3,5. Aplicando estes valores na equação 15, obtém-se que a cavidade deste laser possui um comprimento de 245 μm , ou seja um valor típico para este tipo de laser.

Entretanto, este dispositivo não é apropriado para aplicações que utilizem o efeito de IL em redes WDM-PONs, visto que nesta aplicação os lasers devem possuir um comprimento de cavidade superior a 600 μm , de forma a diminuir o *FSR* e, assim, aumentar o número de canais disponíveis e equalizar a energia entre todos os modos longitudinais (LEE *et al.*, 2010) (PRESI *et al.*, 2012) (NGUYEN *et al.*, 2010) (DENG *et al.*, 2011). Na figura 41(b), para $I_{Bias}=60\text{mA}$, nota-se que para uma variação máxima de 10 *dB*, existem apenas entre 3 a 5



(a)



(b)

Figura 41: Resposta espectral do FP para (a) $I_{bias} = 10mA$ e (b) $I_{bias} = 30mA$ (vermelho) e $90mA$ (azul).

modos que poderiam ser bloqueados e para $I_{Bias}=30$ mA apenas 2 ou 3 modos (que não fazem parte dos 7 descritos anteriormente) poderiam ser utilizados para o travamento da injeção.

Quando I_{bias} é variado desde 30 mA até 90 mA, ocorre um deslocamento do espectro como um todo, onde pode ser observado que o modo com maior amplitude se desloca quase 20 nm. Contudo, foi observado nas medições que a distância entre os modos laterais não muda com a temperatura (≈ 1.35 nm).

Comportamento do Comprimento de Onda e da potência óptica da saída do FP-LD em função da Temperatura

Para a realização dos ensaios de temperatura foi utilizada uma câmara climática (Angelotoni, modelo CH340-ACS). A corrente de polarização (I_{bias}) foi ajustada usando um controlador de corrente de laser (ThorLabs, modelo LCD220) e para acoplar a corrente de Bias

com o sinal AC foi utilizado um T-Bias (Mini-Circuits, modelo ZFBT-6GW). O espectro de saída foi observado usando um analisador de espectro óptico (OSA) (EXFO, modelo FTB-5440). O procedimento consistiu nas medidas do comprimento de onda e da potência óptica de saída em diferentes temperaturas e variando a corrente de polarização.

A Figura 42 mostra as curva da variação do comprimento de onda de um FP-LD em função de I_{bias} e da temperatura, onde os pontos medidos são comparados com a curva de simulação obtida com o código Matlab. Pode ser notado que os resultados encontrados nos ensaios são próximos dos simulados.

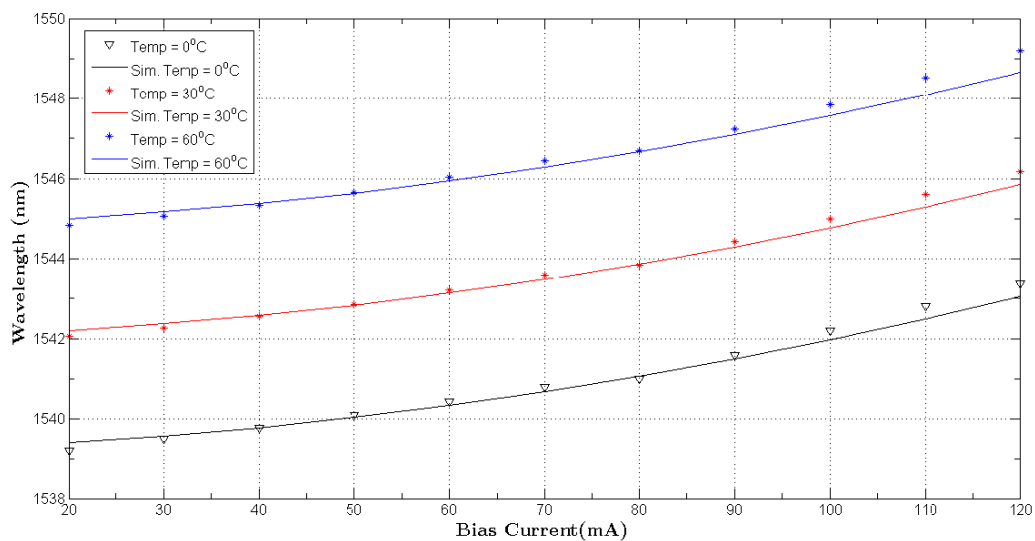


Figura 42: Comprimento de onda x I_{bias} no FP-LD para $temp = 0^{\circ}C, 30^{\circ}C$ e $60^{\circ}C$ (Simulados e medidos).

A Figura 43 mostra as curva da potência óptica de saída para o FP-LD em função de I_{bias} e da temperatura, onde os pontos medidos são comparados com as curvas obtidas com o código em Matlab. Nota-se que os pontos experimentais ficaram próximos dos valores simulados.

3.2.2 COMPORTAMENTO DO COMPRIMENTO DE ONDA COM A TEMPERATURA

Para ser utilizada em uma rede WDM-PON uma fonte óptica deve ter uma baixa dependência com a temperatura, ou deve ocorrer uma compensação desta característica. Em dispositivos com encapsulamento do tipo TO (sem controle externo de temperatura), o modo mais simples de se realizar a compensação da temperatura seria variando I_{bias} . Nos experimentos descritos a seguir é verificada a possibilidade da compensação dos efeitos da temperatura através da variação de I_{bias} .

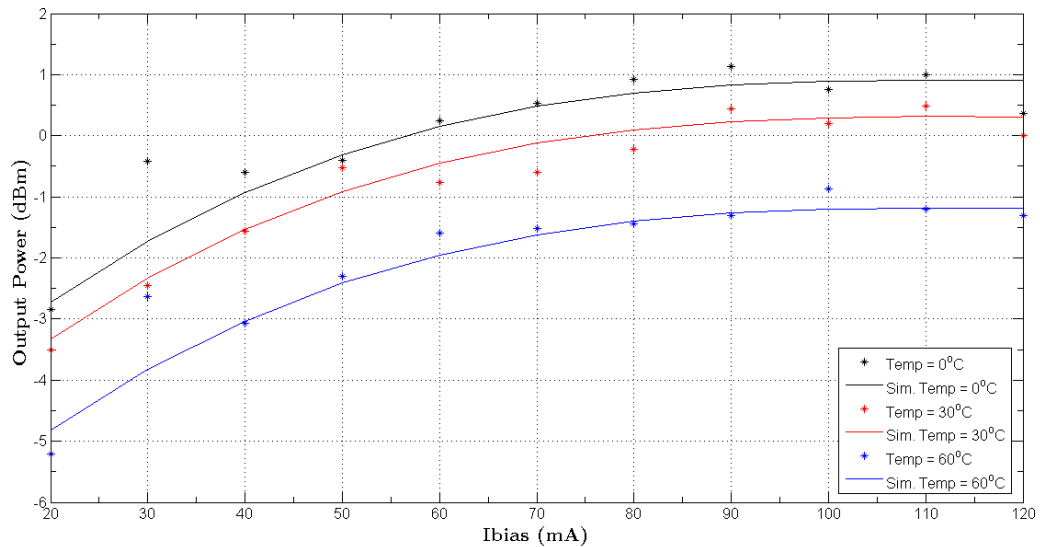


Figura 43: Potência Óptica de Saída x IBias no FP-LD para temp = 0°C, 30°C e 60°C (Simulados e medidos).

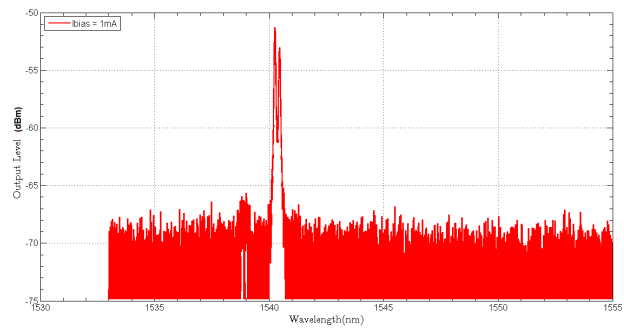
VCSEL

O VCSEL-LD utilizado (Raycan, modelo RC340531-F) é descrito no catálogo como sendo um laser de um único modo (*Single Mode Laser*). A Figura 44 mostra o espectro da saída do VCSEL para diferentes correntes de polarização mantendo a temperatura constante em 0°C. As medidas do espectro óptico foram realizadas conectando-se o OSA diretamente na saída do laser.

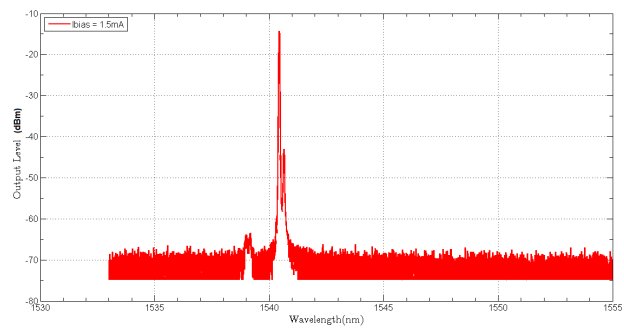
Ao medir o espectro de saída foi observado que além do modo principal aparecem alguns modos laterais. Com a variação do IBias, nota-se que além da variação de quase 5 nm no comprimento de onda, existe uma variação de mais de 25 dB na potência de saída dos modos laterais. Isto mostra que sob certas condições normais de utilização, este VCSEL-LD se comporta como um laser com alguns modos presentes.

Nota-se na Figura 44(a) que para correntes próximas ao limiar aparecem 2 modos transversais. Com uma corrente um pouco acima do limiar (Figura 44(b)), um dos modos se torna predominante e o laser pode ser considerado como sendo de modo único (o modo a direita e os dois modos a esquerda que apareceram estão abaixo dos 30 dB em relação ao modo principal). Conforme é visto nas Figuras 44(c)(d) este comportamento se repete.

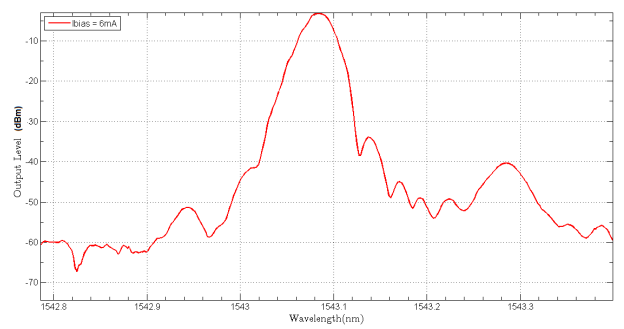
O aparecimento destes modos laterais foi explicado por (ZEI *et al.*, 2001) e (VALLE; PESQUERA, 2004). Nota-se que a medida que a corrente de polarização vai aumentando, os modos vão aparecendo, mas não ao mesmo tempo. Pode ser observado na figura 44(a) que para uma corrente de polarização pequena ($I_{bias} = 1 \text{ mA}$), os dois modos que estão a esquerda do



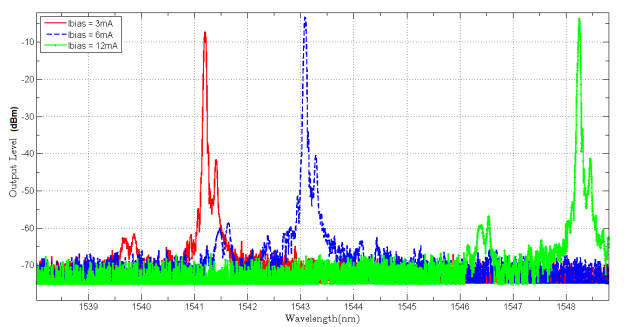
(a)



(b)



(c)



(d)

Figura 44: Resposta espectral do VCSEL para (a) $I_{bias} = 1 \text{ mA}$, (b) $I_{bias} = 1,5 \text{ mA}$, (c) $I_{bias} = 6 \text{ mA}$ e (d) $I_{bias} = 3 \text{ mA}$ (vermelho), 6 mA (azul) e 12 mA (verde).

modo fundamental ainda não tinham aparecido.

Na Figura 44(c) pode ser observado que para este laser VCSEL, o modo fundamental possui uma largura de banda de 0.1 nm .

DFB

O DFB-LD apresenta um espectro típico de um laser de modo único (não aparecem modos laterais como o VCSEL-LD, nem longitudinais como o FP-LD). O modo fundamental deste dispositivo possui uma largura de banda de 0.08 nm .

A Figura 45 mostra o deslocamento do comprimento de onda em função de I_{bias} para o VCSEL-LD, o DFB-LD e o FP-LD em três temperaturas diferentes (0°C , 30°C e 60°C).

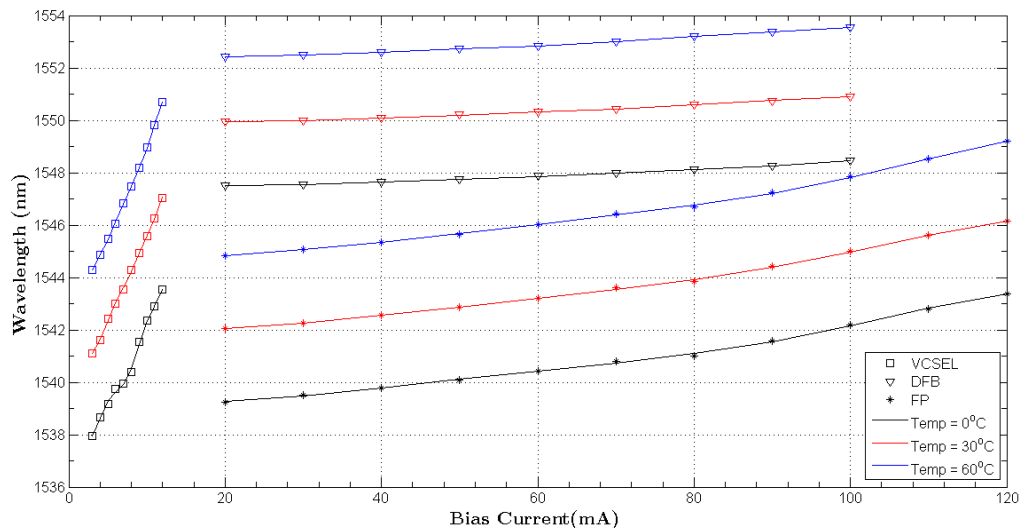


Figura 45: Curva do comprimento de onda do VCSEL, do DFB e do FP-LD x I_{bias} para temp = 0°C , 30°C e 60°C .

Notando as três curvas do VCSEL, é observado que para $I_{\text{bias}}=6 \text{ mA}$ o comprimento de onda varia 7 nm (de 1540 nm até 1547 nm) enquanto a temperatura passa de 0°C para 60°C . Este deslocamento em função da temperatura de 7 nm não conseguiria ser compensado unicamente variando I_{bias} , pois a variação de I_{bias} poderia compensar no máximo 5 nm .

As três curvas do DFB mostram que ao se variar I_{bias} desde 20 mA até 100 mA ocorre um deslocamento do comprimento de onda de quase 1 nm . Mas, quando a temperatura muda de 0°C para 60°C este deslocamento é de 5 nm . É claro que esta variação de 5 nm no comprimento de onda devido a temperatura não conseguirá ser compensada unicamente pela variação de I_{bias} (1 nm). A Figura 45 mostra também as curvas do FP-LD, onde se observa uma variação de aproximadamente 4 nm no comprimento de onda enquanto I_{bias} varia de 20 mA para 120 mA . Mas se a temperatura muda de 0°C para 60°C o deslocamento do comprimento de onda é de

6 nm.

RSOA

O RSOA é um amplificador/modulador óptico que está sendo muito pesquisado para utilização em ONUs incolores, devido ao seu baixo custo e grande largura de banda disponível.

Ao ser polarizado com uma corrente, este possui em sua saída um espectro de frequência parecido com a de uma fonte banda larga do tipo ASE, conforme pode ser visto na Figura 46 (medido em temperatura ambiente).

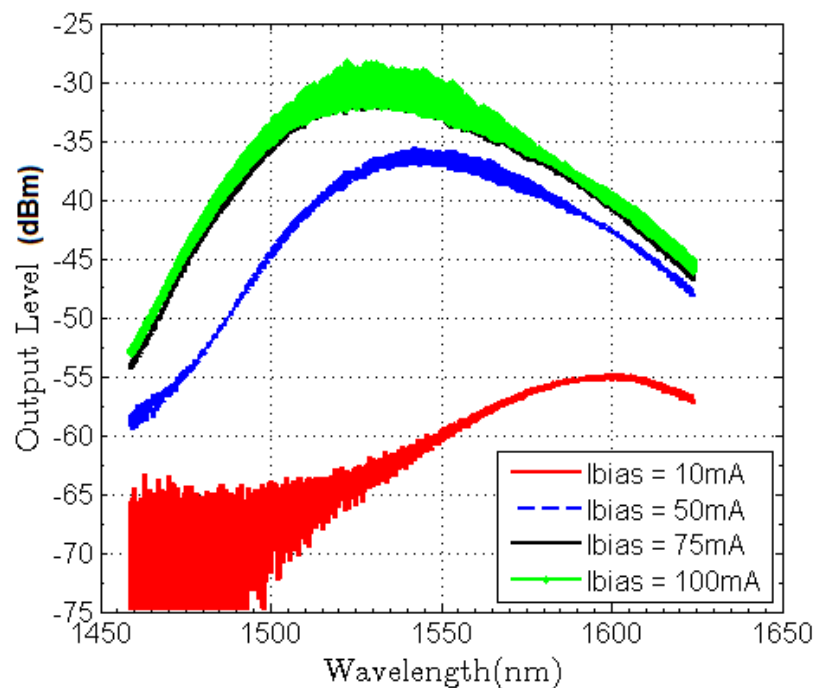


Figura 46: Resposta espectral do RSOA para diversas correntes de polarização.

Desta figura pode-se visualizar o espectro para diversas correntes de polarização, onde nota-se que a partir de 75 mA o espectro satura em um valor máximo. Para valores em torno de 10 mA o nível de potência é muito pequeno e fica difícil a sua utilização. Este RSOA deve ser utilizado com correntes de polarização entre 20 mA e 75 mA.

Da Figura 46 nota-se que o nível de -3 dB em relação ao valor máximo para $I_{bias} = 75$ mA situa-se entre os comprimentos de onda 1505 nm a 1565 nm. Usando a mesma metodologia, para $I_{bias} = 20$ mA estes comprimentos de onda estão entre 1530 nm e 1565 nm. Supondo que a corrente de polarização ficará em um valor intermediário, e que ao ser aplicado um sinal modulado, e este sinal faça a corrente variar entre 20 mA e 75 mA, este RSOA poderia utilizar em sua saída qualquer comprimento de onda entre 1530 nm e 1565 nm, ou seja cobriria toda a Banda C do espectro óptico.

Os ensaios revelaram que não ocorre um deslocamento do comprimento de onda em função da temperatura, mesmo com um sinal de -30 dBm sendo utilizado como sinal semente, pois o RSOA apenas amplifica e modula o sinal recebido.

3.2.3 COMPORTAMENTO DA POTÊNCIA DE SAÍDA COM A TEMPERATURA

A Figura 47 mostra a variação da potência óptica na saída dos lasers em função de I_{bias} , para temperaturas de 0°C , 30°C and 60°C .

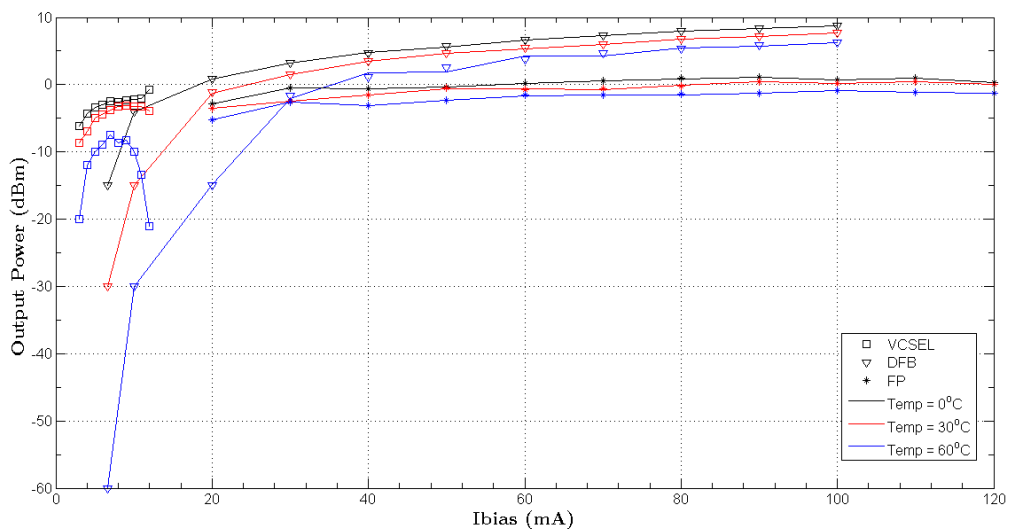


Figura 47: Potência de saída do VCSEL, do DFB e do FP-LD em função de I_{bias} para $\text{temp} = 0^\circ\text{C}$, 30°C e 60°C .

Observando as curvas nota-se que tanto o FP-LD como o VCSEL-LD apresentam curvas mais estáveis (menos variações na potência de saída com a temperatura), mas que o DFB-LD apresenta uma variação significativa em sua potência de saída para valores pequenos de I_{bias} (próximo ao limiar). Entretanto quando a temperatura varia de 0°C para 60°C ocorrem grandes variações (mais de 10 dB) na potência de saída dos VCSEL-LD. Estas curvas mostram que os VCSEL-LD teriam que ter algum modo de compensar a temperatura para serem usados em redes WDM-PON (TOMBEZ *et al.*, 2012)(LIU *et al.*, 2014b).

É importante notar que a corrente de limiar dos três lasers varia com a temperatura. Quando a temperatura varia de 0°C para 60°C , a corrente de limiar do VCSEL varia de 2 mA para 4 mA , e a do FP-LD varia de 15 mA para 20 mA . Entretanto para o DFB-LD é notada uma variação mais acentuada. Neste laser a corrente de limiar muda de $6,5 \text{ mA}$ para 20 mA enquanto a temperatura varia de 0°C a 60°C , como pode ser visto na Figura 48.

Analisando os resultados pode-se concluir que cada diodo tem as suas vantagens e

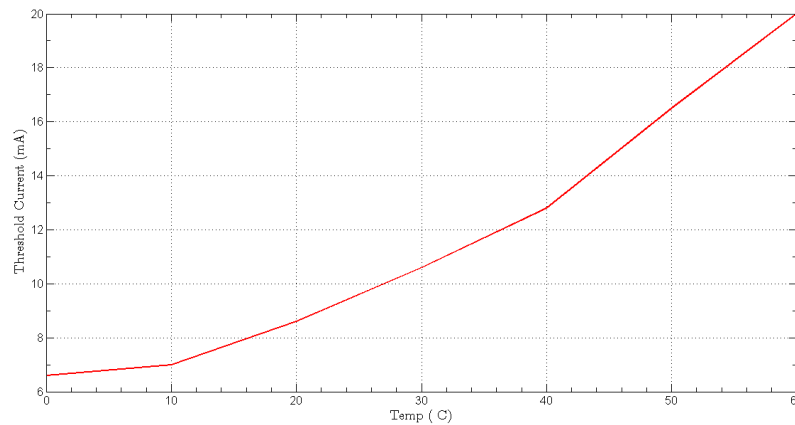


Figura 48: Curva da corrente de limiar x temperatura para o DFB-LD.

desvantagens. O VCSEL-LD tem a vantagem de ter (normalmente) o menor custo além da capacidade de ser diretamente modulado em taxas mais altas. Entretanto ele sofre as maiores variações de sua potência de saída em função da temperatura do que os outros dois lasers. O DFB-LD é um laser de modo único e usualmente possui a maior potência de saída, mas sofre uma grande variação de sua corrente de limiar devido à temperatura. O FP-LD é um laser multimodo e só poderia ser utilizado em redes WDM-PON unicamente quando é utilizado o efeito de IL.

Todos os três dispositivos testados requerem algum controle de temperatura para serem utilizados em redes WDM-PON com esta faixa (de 0°C para 60°C), mas com este controle estes dispositivos deixariam de ser de baixo custo.

Analisando o VCSEL por exemplo, enquanto a temperatura varia de 0°C a 60°C , a potência óptica de saída cai 6 dB , mas com um circuito de controle simples de Ibias é possível compensar até $+7\text{ dB}$ neste sinal. No caso do comprimento de onda, o VCSEL tem uma variação de 7 nm enquanto com o mesmo controle de Ibias é possível compensar somente 5 nm . Neste caso restringindo a temperatura dos 60°C para 42°C , a variação do comprimento de onda em função da temperatura ficaria em 5 nm e poderia ser compensada pelo Ibias.

RSOA

Conforme já foi visto, dentro da banda C o RSOA não muda o comprimento de onda com a temperatura, pois o RSOA apenas amplifica e modula o sinal de um laser externo. Mas o ganho sofre variações. A Figura 49 mostra a variação do ganho em função da potência do sinal semente para vários valores de Ibias. Neste ensaio, foi medida a potência óptica de saída do RSOA, sendo que o ganho é a diferença entre a potência de saída e a potência do sinal semente recebido.

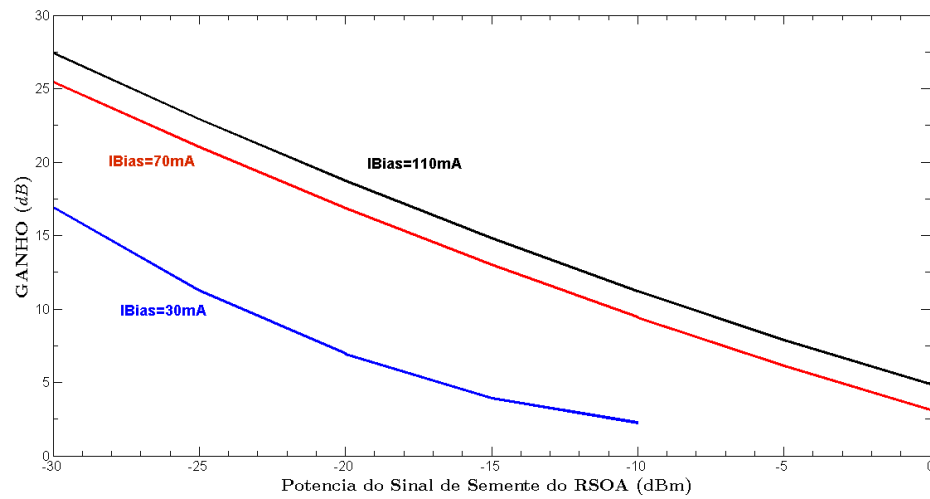


Figura 49: Ganho do RSOA x Potência do Sinal de Semente.

Como pode ser notado, até 70 mA o ganho é fortemente influenciado por I_{Bias} . Após $I_{\text{Bias}}=70\text{ mA}$ o aumento de ganho é pouco significativo. A Figura 50 mostra a variação do ganho em função da temperatura para $I_{\text{Bias}}=70\text{ mA}$, $P_{\text{in}} = -20\text{ dBm}$ e comprimento de onda de 1552 nm .

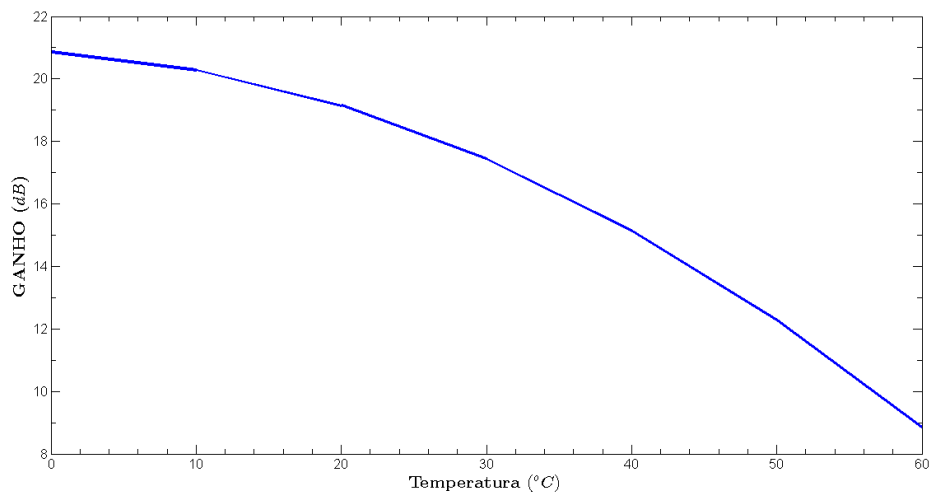


Figura 50: Ganho do RSOA x Temperatura.

Embora o comprimento de onda da saída do RSOA dependa exclusivamente do comprimento de onda do sinal de semente, o gráfico mostra que com a variação de temperatura de 0°C até 60°C , o ganho tem uma variação de quase 12 dB .

3.3 CONSIDERAÇÕES FINAIS DO CAPÍTULO

Foram caracterizados quatro dispositivos comerciais de baixo custo, com o objetivo de ser avaliada a sua utilização como emissores dentro das ONUs incolores.

A Tabela 8 mostra um resumo dos resultados encontrados:

Tabela 8: Fontes ópticas caracterizadas.

Característica	VCSEL	DFB	FP	RSOA
Modelo	RC340531	RLD-CD55	C1237321423	RSOA-18-TO-C
Fornecedor	RayCan	HGenuine	Liverage	Kamelian
Ibias ($25^{\circ}C$) (mA)	2 to 15	8-120	10-150	10-120
Corrente de limiar (mA)	1,2	10	10	10
Máx. Potência Óptica	$500 \mu W$	$5000 \mu W$	$8000 \mu W$	$6000 \mu W$
Variação da Potência Óptica ($0^{\circ}C$ a $60^{\circ}C$)	$-6 dB$ (IBias=6 mA)	$-3 dB$ (IBias=50 mA)	$-4 dB$ (IBias=35 mA)	$-12 dB$ (IBias=70 mA)
Variação da Potência Óptica vs IBias	$+7 dB$	$+7 dB$	$+1 dB$	$+20dB$
Largura de Banda	4,6 GHz	3,1 GHz	620 MHz	620 MHz 700 MHz (PCI) 1100 MHz (AD)
Variação do Comp. de onda Óptica ($0^{\circ}C$ a $60^{\circ}C$)	$7 nm$ (IBias=6 mA)	$5 nm$ (IBias=50 mA)	$6 nm$ (IBias=35 mA)	$0nm$ (IBias=70 mA)
Variação do Comp. de onda Óptica vs IBias	$5nm$	$1 nm$	$4 nm$	$0 nm$

A partir da tabela conclui-se que, com excessão do RSOA, todos os outros três dispositivos necessitam de uma restrição da faixa de temperatura para serem utilizados em ONUs incolores.

4 DESEMPENHO DE DISPOSITIVOS PARA ONUS INCOLORES

Neste capítulo são testados resultados de desempenho em ONUs incolores com a utilização dos quatro dispositivos emissores caracterizados no capítulo anterior.

Na seção 4.1 é simulada uma rede WDM-PON utilizando como fonte óptica os dispositivos LED, DFB, RSOA e, apenas para efeito de comparação de desempenho, o laser CW com modulador externo. Na seção 4.2 são ensaiadas ONUs incolores que utilizam como fonte óptica o VCSEL, o FP, o DFB e o RSOA. Finalmente, a seção 4.3 mostra os resultados dos ensaios em ONUs incolores que utilizam o processo de auto realimentação para geração do sinal semente, utilizando como fonte óptica o FP e o RSOA.

4.1 ONUS INCOLORES EM REDES WDM-PON

Nesta seção todas as simulações das redes WDM-PON foram realizadas na plataforma de simulação de comunicações ópticas VPITM 9.1 (VPIPHOTONICS, 2011). São mostrados os resultados da simulação de uma rede WDM-PON com 8 ONUs, e verificado o desempenho desta rede utilizando como fonte óptica das ONUs os dispositivos LED, DFB, RSOA e, apenas para efeito de comparação, o laser CW com modulador externo (contudo, esta não é uma opção de baixo custo). Para verificar o efeito da dispersão cromática no desempenho da rede, são testadas DCFs como mecanismo de compensação. Finalmente, é verificado o efeito de um código corretor de erros (FEC) no desempenho da rede.

4.1.1 VPI

O simulador da VPI Photonics é extremamente útil no desenvolvimento de circuitos em comunicações ópticas devido à grande variedade de recursos disponíveis. Com a utilização do simulador evita-se muito desperdício de tempo e dinheiro na montagem e ensaios de laboratório.

A versão utilizada nas simulações foi a VPITM 9.1. Como todas as versões, esta providencia uma ambiente de desenvolvimento de circuitos utilizados nas comunicações

ópticas, que permite criar os diagramas esquemáticos, colocar os módulos, ligá-los entre si, rodar aplicações, salvá-las e editá-las quando for novamente necessário.

Para verificar algumas funcionalidades deste simulador, será agora demonstrado um exemplo de simulação:

Exemplo de uma ONU incolor usando RSOA utilizando o VPITM 9.1

A configuração proposta para este exemplo é baseada no artigo “*Optical Network Unit Based on a Bidirectional Reflective Semiconductor Optical Amplifier for Fiber-to-the-Home Networks*” (PRAT *et al.*, 2005).

Esta configuração ilustra a implementação de uma ONU incolor utilizando o RSOA. Neste exemplo, um sinal óptico não modulado fornecido pela OLT é transmitido juntamente com o sinal modulado no sentido de descida. Na ONU, os dois sinais são separados (o modulado vai para a recepção e o não modulado servirá como sinal semente do RSOA). O sinal semente é então modulado e amplificado na ONU pelo RSOA, e então enviado para a OLT.

Existem muitos módulos disponíveis para o usuário e, neste exemplo todos os módulos são encontrados no VPI. Após todos os módulos necessários serem colocados na área de trabalho, estes devem ser conectados corretamente. O circuito final é mostrado na Figura 51.

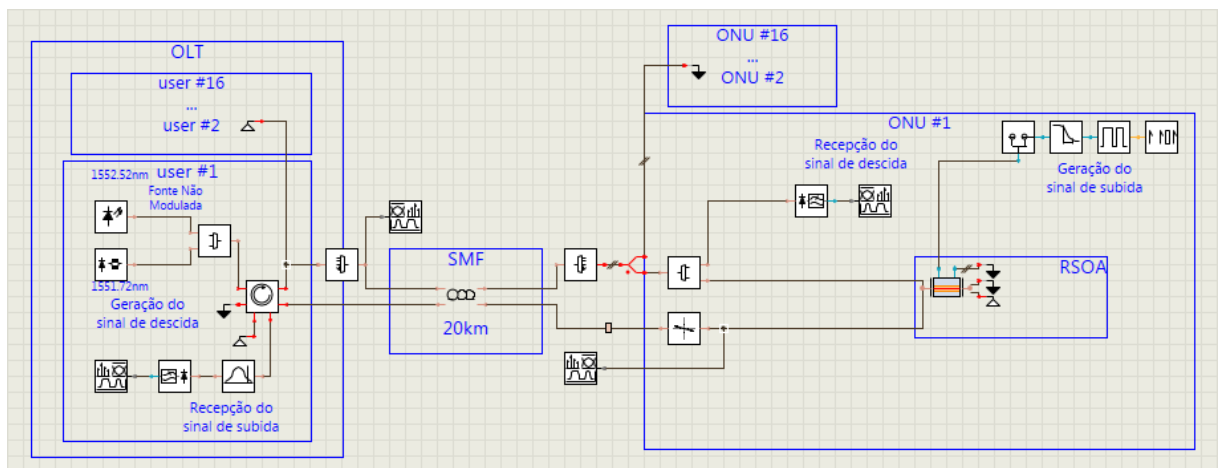


Figura 51: Esquemático feito no VPITM 9.1 de uma ONU incolor usando RSOA.

O próximo passo é parametrizar todos os módulos. Os módulos já vem parametrizados com valores padrões (default) que cobrem os componentes mais comuns. Após o processo de parametrização o circuito pode ser testado.

O VPI fornece vários tipos de testes (teste único ou em varredura por exemplo). Nos quatro OSAs colocados no circuito, pode-se obter o diagrama de olho, o diagrama espectral ou mesmo a forma de onda no tempo.

Assim, após a obtenção dos resultados no simulador, o próximo passo é a comparação com os obtidos no artigo e, caso não ocorram discrepâncias, a simulação foi bem realizada.

Existem muitos módulos de componentes disponíveis, mas podem existir situações em que o componente desejado não tenha um bloco correspondente na biblioteca do VPI. Neste caso deve-se realizar uma cossimulação com emprego de outros softwares (Matlab, Python, etc), em que o novo módulo é cossimulado externamente.

4.1.2 LED

Entre as fontes utilizadas em comunicações ópticas, o LED é a que apresenta o menor custo e poder ser uma solução para PONs de curto alcance. No entanto, devido às suas características intrínsecas (baixa potência óptica de saída e emissão de luz incoerente), a sua taxa de modulação é pequena em comparação com a obtida nos lasers do tipo Fabry-Perot ou DFB.

Redes WDM-PON baseadas em LEDs foram testadas, mas como mostraram resultados de desempenho inferiores aos outros dispositivos, não houve prosseguimento dos trabalhos. Em (HAN *et al.*, 2004) foram feitas simulações e ensaios experimentais com LEDs e SLEDs operando na região espectral em torno dos 1300 nm (tanto para o sinal de descida como para o de subida). Os resultados mostraram que a máxima taxa de bits seria de 155 Mbps para os LEDs e de 622 Mbps para os SLEDs, para uma distância de 20 km de fibra. Neste artigo o autor argumentou que as limitações foram devido ao efeito da dispersão cromática. Para implementar a rede WDM-PON com 8 ONUs, foram utilizados dispositivos de alto custo como circuladores ópticos, APDs e AWGs cíclicos.

Como a principal diferença entre os LEDs e os SLEDs reside na potência óptica de saída, este dado indica que o principal limitador destas redes provavelmente seja a atenuação e não a dispersão cromática. Este dado nos motivou a refazer esta rede WDM-PON, só que operando na região dos 1550 nm (região de menor atenuação). Utilizando parâmetros de um LED comercial e somente dispositivos de baixo custo (receptores do tipo PIN, AWGs normais e sem circuladores ópticos), foram feitas simulações para verificar o quanto a atenuação e a dispersão cromática influenciam no desempenho da rede.

Parâmetros utilizados na Simulação

No VPI, o bloco que modela o LED é baseado em uma estrutura ativa do tipo bulk. Neste modelo a saída é proporcional a recombinação na região ativa. A potência de saída é considerada plana em todo espectro útil (esta é uma das limitações do modelo, pois nos LEDs

comerciais esta característica não acontece, sendo mais parecida com uma estrutura gaussiana).

Utilizando dados do modelo comercial LED1550E da Thorlabs (THORLABS, 2013), foi feita uma simulação no VPI. Este LED apresenta uma largura espectral em sua saída de aproximadamente 35 nm que abrange toda a banda C, e apresenta 1 mW . Nos demais parâmetros foram utilizados os valores default do bloco do VPI. Os parâmetros usados no modelo do LED foram: $\text{EmissionSpectralModel} = \text{Flat}$, $\text{LinearRecombinationCoefficient} = 5e9\text{ (1/s)}$, $\text{BimolecularRecombinationCoefficient} = 1.0e - 16\text{ (m}^3/\text{s)}$, $\text{AugerRecombinationCoefficient} = 1.3e - 41\text{ (m}^6/\text{s)}$ e $\text{PolarizFilter} = \text{X}$. Na simulação não foram acrescentadas fontes do tipo ASE junto com os LEDs. Foram considerados unicamente os valores *default* do VPI para os ruídos gerados pelos dispositivos.

Na simulação foram considerados oito canais no sentido de descida e 8 canais no sentido de subida de forma simétrica. A Figura 52 mostra simplificada o sentido de descida dos dados.

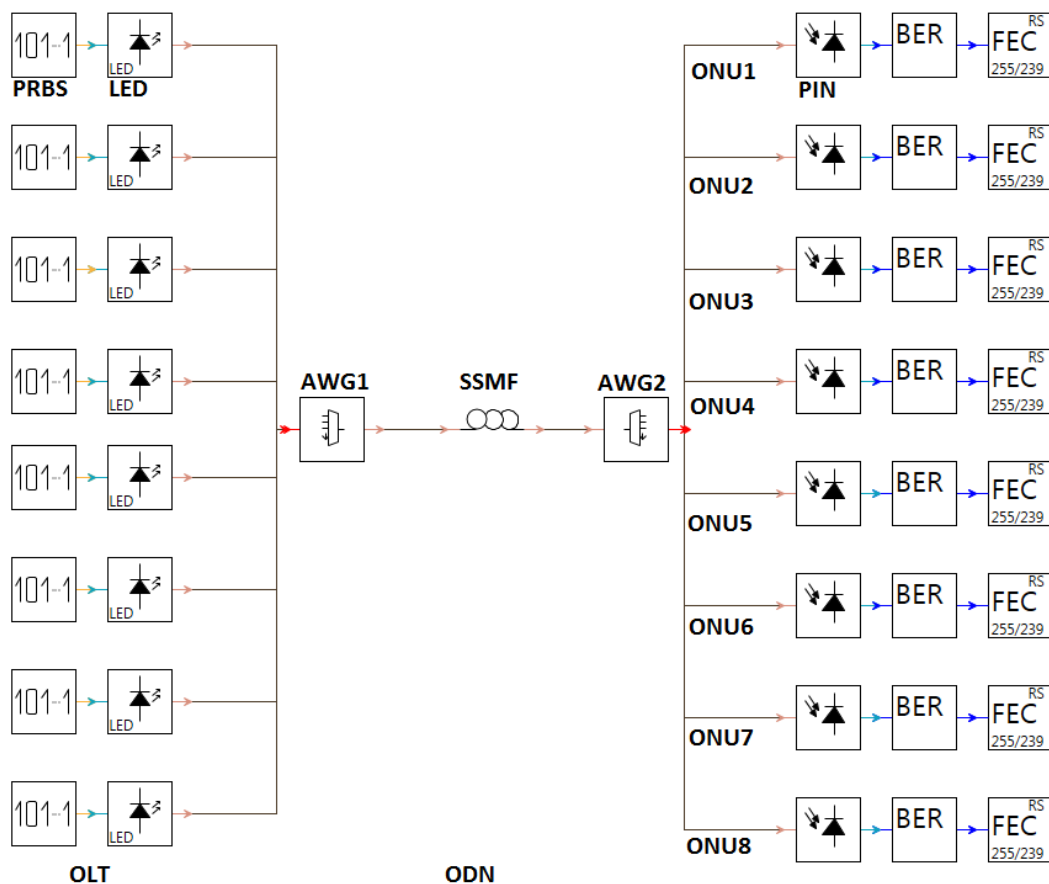


Figura 52: WDM-PON com 8 canais de descida usando LEDs.

A ODN consiste de um enlace da fibra padrão ITU-T G.652 (SSMF) e também são utilizados AWGs tanto como multiplexador como demultiplexador dos sinais que irão para as

ONUs. Os AWGs são componentes totalmente passivos, usualmente possuem baixas perdas de inserção (parametrizado na simulação com 3 dB) e espaçamentos entre as frequências de 200 GHz, 100 GHz ou 50 GHz (CHUNG, 2013). Nos AWGs, para o primeiro canal foi escolhida a frequência de 193.1 THz (aproximadamente 1552 nm) e o espaçamento entre canais foi de 100 GHz. Nenhum outro componente foi colocado na ODN.

A grande largura espectral dos LEDs é filtrada espectralmente fatiando-se a saída do LED por meio do AWG. Desta forma, apenas uma pequena porção da potência óptica gerada por cada um dos LEDs é acoplada na fibra óptica. A Figura 53 mostra o fatiamento ocorrendo para o LED do canal 1.

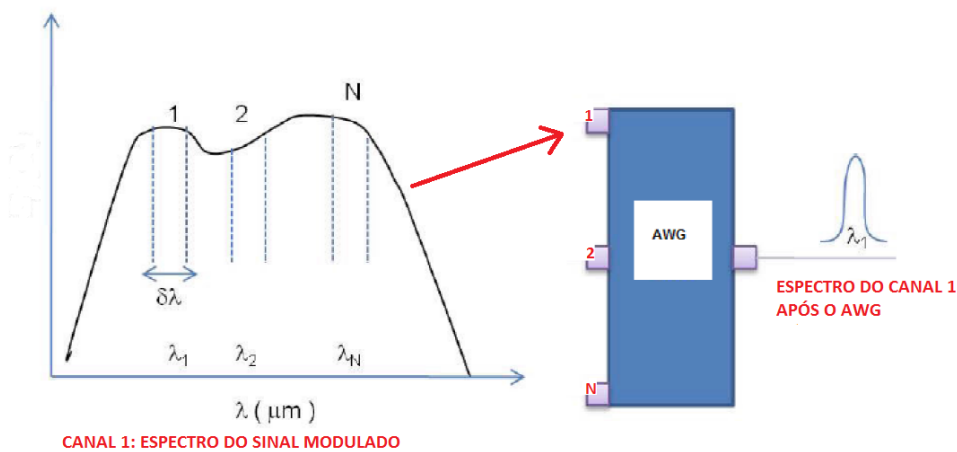


Figura 53: Fatiamento do espectro do LED feito no AWG.

Para fins de simulação, cada canal de descida da OLT consiste de um gerador do tipo PRBS (Pseudo Randomic Binary Sequencer) do tipo $2^{23} - 1$, um *driver* do tipo ON-OFF e um LED. A corrente de polarização utilizada foi de 70 mA. O LED foi diretamente modulado com uma taxa de 1 Gbps, bem acima dos limites testados anteriormente (155 Mbps para leds comerciais comuns e 622 Mbps para SLEDs para um alcance de 20 Km), já que o objetivo era verificar o desempenho na janela óptica com menor atenuação. Na literatura não existem relatos de LEDs operando em tais taxas, pois sempre ficaram estabelecidos os limites acima como padrões. A idéia foi extrapolar estes limites e verificar o desempenho na simulação e futuramente também em experimentos.

Foi inserido um módulo de correção de erros (FEC, *Forward Error Correction*) amplamente conhecido no final de cada ONU (Reed-Solomon (255,239)), para verificar o desempenho, já que na rede implementada em (HAN *et al.*, 2004) não foi descrito qual código foi utilizado. Assim seria verificado se o sistema com LEDs chegaria a 1 Gbps em uma rede WDM-PON com 8 ONUs.

O sistema testado foi simétrico, ou seja, o circuito de transmissão dos dados de descida é igual ao circuito de transmissão dos dados de subida. Na Figura 54 é mostrada esta característica para um canal.

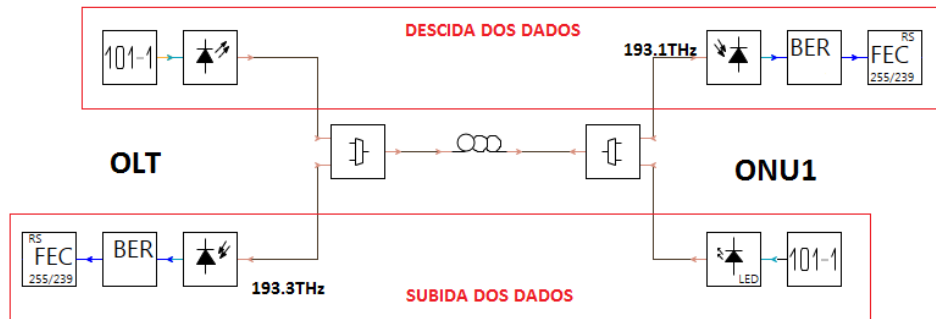


Figura 54: Simetria da rede WDM-PON (mostrado o canal 1).

No receptor de cada canal da ONU foi colocado um fotodiodo do tipo PIN, um medidor de BER e um módulo de FEC. No módulo FEC foi usado o código Reed-Solomon (255,239). Este é um dos códigos recomendados pelo ITU-T para redes PONs (CHO *et al.*, 2010) (ZHAO *et al.*, 2010a).

Na saída da ONU (após o AWG e antes da fibra óptica) foi colocado um analisador óptico de espectro (OSA, *Optical Spectrum Analyser*) e este mostrou a forma de onda apresentado na Figura 55.

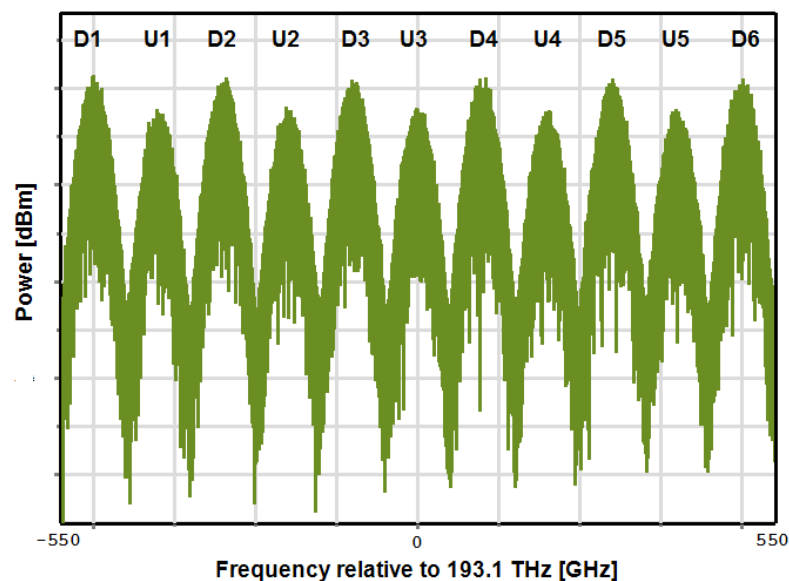


Figura 55: Espectro Óptico após o AWG.

Nesta figura vê-se claramente os canais de descida dos dados (D1 até D8) e os canais de subida dos dados (U1 até U8) que estão presentes na fibra óptica. Como apenas uma pequena

parte da potência de saída de cada LED acaba chegando até a fibra, nota-se o baixo nível de potência óptica dos canais, sendo este o principal motivo do baixo alcance.

Na recepção foi colocado um OSA para visualizar o diagrama de olho de cada canal separadamente, juntamente com a sua BER. O canal que obteve a menor BER (sem FEC) foi o primeiro, e o que obteve a maior BER foi o quinto. O diagrama de olho do pior canal (quinto) está mostrado na Figura 56. Como a figura mostra, o olho está aberto e a BER calculada neste caso foi $1e-5$. Nos outros canais os olhos estão mais abertos com taxas de BER menores.

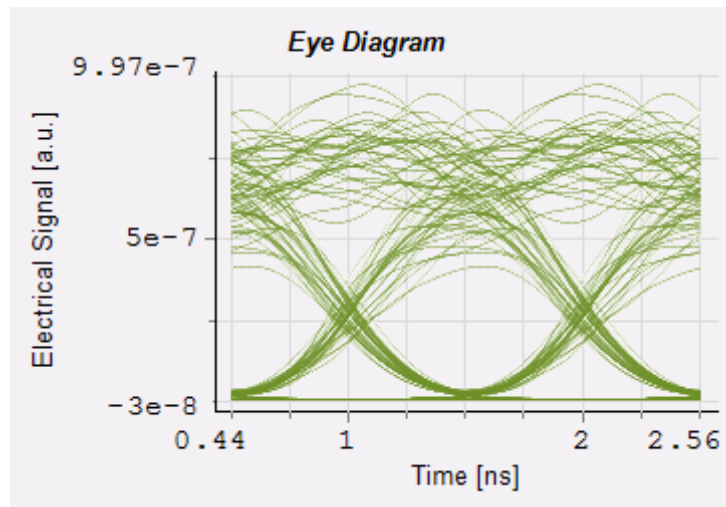


Figura 56: Diagrama do olho do 5º canal após 20 Km de fibra.

Como já era esperado, ao analisar a curva da Figura 57 nota-se que nenhum dos canais alcança uma $BER \leq 10^{-9}$ quando o comprimento do enlace é de 20 Km, pois o sistema foi testado com uma taxa de 1 Gbps.

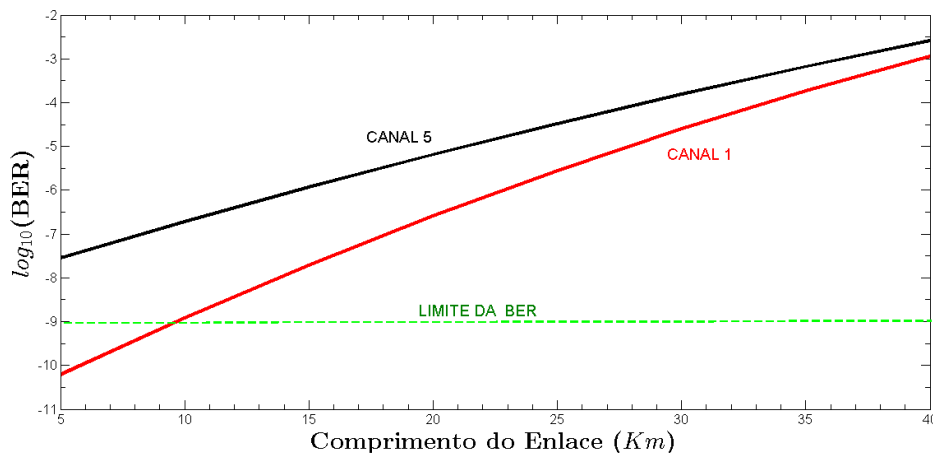


Figura 57: BER vs Comprimento do Enlace para os canais 1 e 5 (sem FEC).

Usando o módulo FEC (*Forward Error Correction*) consegue-se superar os 20km adotados pelo ITU-T. Conforme está mostrado na Figura 58 chega-se a 35 km para o pior canal.

Assim, a utilização da fonte LED nas redes WDM-PON ficaria viável somente com a presença do módulo FEC na ONU. Como nas NGPON2 este módulo será obrigatório, não haverá um acréscimo no custo das ONUs (NESSET, 2015).

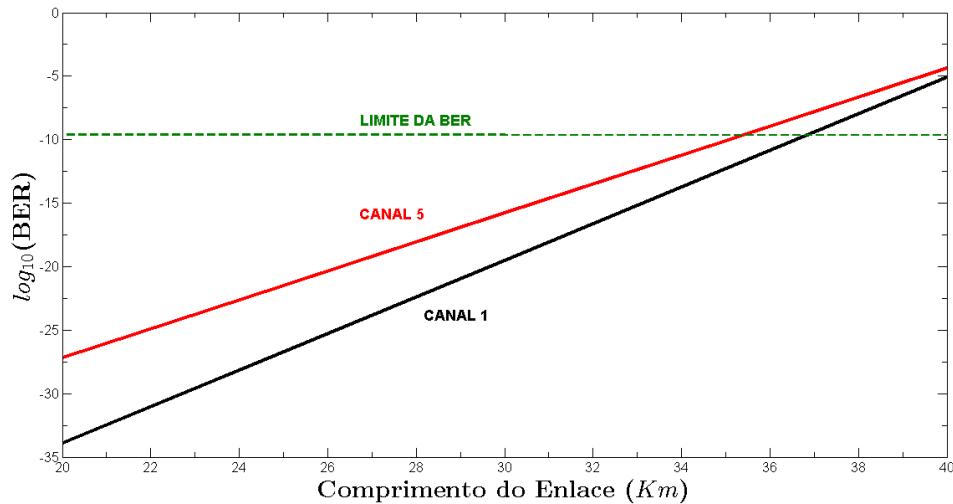


Figura 58: BER vs Comprimento do Enlace para os canais 1 e 5 após utilizar o módulo FEC.

A simulação foi refeita baixando a taxa de bits de 1 Gbps para 155 Mbps. Nesta taxa de bits a BER medida para o canal 5 foi de $0.9e - 12$, para um enlace de fibra de 20 km, ou seja para esta taxa não é necessária a aplicação do módulo FEC.

Compensação da Dispersão Cromática

Pretende-se que as redes PON sejam capazes de transportar informação a maiores distâncias ($z > 20$ km) e com taxas mais elevadas. Verificou-se que estas duas condições são limitadas pela dispersão (principalmente na transmissão da descida dos dados, que está na faixa dos 1500 nm, e portanto longe do ponto de dispersão nula da fibra) (LU *et al.*, 2009; ROCHA *et al.*, 2003; SPOLITIS; IVANOV, 2011).

Na simulação da rede WDM-PON com LEDs foram primeiramente testadas as DCFs (Fibras para Compensação da Dispersão). As DCFs caracterizam-se por terem um coeficiente de dispersão muito elevado e de sinal contrário ao de uma fibra óptica monomodo padrão. Pretende-se que o comprimento da DCF, seja o menor possível, pois o custo da fibra DCF é superior ao custo da fibra SSMF (GRUNER-NIELSEN *et al.*, 2005; PIZZINAT *et al.*, 2002; BOBROVS *et al.*, 2012). Geralmente, é necessário empregar vários quilômetros desse tipo de fibra (entre 15 e 20% do comprimento de fibra do enlace óptico) para obter a compensação. Mesmo assim, o resultado desta compensação seria eficaz apenas para um único comprimento de onda, resultando em uma dispersão residual negativa para comprimentos de ondas mais curtos e uma dispersão residual positiva para comprimentos de ondas mais longos. Essa situação

é conhecida como descasamento da inclinação de dispersão. Variações no enlace que possam ocorrer em função de modificação de rota ou mesmo alterações do parâmetro de dispersão como função da temperatura podem tornar esse método de compensação bastante ineficiente (MURAKAMI *et al.*, 1999; CAI *et al.*, 2006; DAVIDSON *et al.*, 2006; NIELSEN *et al.*, 2005).

Existem outras soluções que poderiam ser empregadas na compensação da dispersão cromática das redes PONs, tais como as FBGs (*Fiber Bragg Gratings*) e compensações no domínio elétrico. Para que as FBGs possam ser utilizadas como elementos de compensação de dispersão é necessário que elas sejam gravadas com gorgeio (*chirp*), ou seja, que o período relacionado à variação do índice de refração do núcleo da fibra torne-se mais curto ao longo do comprimento da rede. A existência desse efeito faz com que fótons de frequências distintas percorram caminhos diferenciados no dispositivo (BORN; WOFF, 1999; ERDOGAN, 1997; KOGELNICK, 1990; KASHYAP, 1999; BRENNAN, 2005). Em (VELJANOVSKI *et al.*, 2006; KIM *et al.*, 2008; ASFAR; BATAINEH, 2007; CHENG; CARTLEDGE, 2006; XIONG *et al.*, 1999; CASTRO *et al.*, 2006; ERDOGAN, 1997; BORNE *et al.*, 2007; SUMETSKY *et al.*, 2003; MARQUES *et al.*, 2011) são apresentados estudos de casos onde é feita a compensação de enlaces utilizando as FBGs. Com o desenvolvimento das ferramentas eletrônicas, hoje é possível fazer a compensação da dispersão cromática no domínio elétrico mesmo para taxas de 10Gbps ou 40Gbps (PINCEMIN, 2010; IP; KAHN, 2008; MCCARTHY *et al.*, 2009). Quando a compensação é feita no domínio elétrico os custos para a compensação da dispersão são reduzidos. Além dos custos, são reduzidas a PMD (*Polarization Mode Dispersion*) e os efeitos não lineares (HRAIMEL *et al.*, 2009; LEE *et al.*, 2010b). Com a aplicação de filtros e técnicas de PDS (*Processamento Digital de Sinais*) a correção da dispersão pode ser corrigida tanto na OLT como nas ONUs (FUKUCHI; ITO, 2007; HUANG *et al.*, 2009; NEUMANN *et al.*, 2007; RANZANI *et al.*, 2007; AHMED; HAYEE, 2009; FONSECA *et al.*, 2006). Os estudos mostram que ambas as técnicas de compensação (elétrica e óptica) são complementares para o bom desempenho do sistema (NOGUEIRA *et al.*, 2008; ESSIAMBRE, 2007). Contudo, os resultados encontrados na simulação da rede WDM-PON com LEDs que utiliza as DCFs como elementos da compensação da dispersão tiveram desempenhos inferiores ao comparado com a utilização de códigos FEC. Devido a este fato, estes outros métodos de compensação não foram simulados.

Assim, após as simulações com a utilização do módulo FEC foram feitas simulações DCFs. A DCF simulada possui um coeficiente de atenuação $\alpha = 0.313 \text{ dB/km}$ e uma dispersão $D = -64 \text{ ps}/(\text{nm} \cdot \text{km})$ para uma frequência de referência de 193.1 THz. Como a fibra SSMF padrão possui $D = +16 \text{ ps}/(\text{nm} \cdot \text{km})$, a quantidade de DCF corresponde a 1/4 da quantidade de SSMF para realizar a compensação da dispersão cromática. Ou seja, para

um enlace de 20 km serão usados 4 km de fibra DCF e 16 km de fibra SSMF. Contudo, nestas simulações estes compensadores não melhoraram o desempenho do sistema. Uma possível explicação deve-se ao fato que com a colocação da DCF, a atenuação do enlace aumenta, deteriorando o ganho da compensação da dispersão cromática.

4.1.3 DFB

Um laser do tipo DFB com controle de temperatura poderia ser utilizado como um laser sintonizável e aplicado em redes WDM-PON. Os lasers DFB são do tipo DMLs (*Directly Modulated Lasers*), ou seja, não necessitam de um modulador externo (KARAR *et al.*, 2011).

Utilizando dados do modelo comercial RLD-CD55SF da HGenuine, foi feita a mesma simulação do VPI feita anteriormente para o LED. No VPI, o bloco que modela o laser DFB é o LaserSMRE. No circuito da Figura 52 os blocos dos LEDs foram trocados pelos blocos dos DFBs, e o restante do circuito é o mesmo. Os parâmetros usados no modelo do DFB foram: Laser chip length=300 μm , Active region width=3 μm , Active region thickness=200 nm, Linear Material GainCoefficient= $33e - 9 \mu m^2$, Left Facet Reflectivity=0.3 e Right Facet Reflectivity=0.3. Para os demais parâmetros foram utilizados os valores *default* do bloco existente. Em cada ONU foi mudado o parâmetro Emission Frequency. O laser de descida do canal 1 foi parametrizado em 193.1 THz, e os demais com espaçamentos de 100 GHz entre eles. A potência de saída de cada laser foi ajustada para 1 mW, e a taxa de transmissão foi aumentada para 5 Gbps. A Figura 59 mostra a taxa da BER em função do comprimento do enlace para o pior canal (canal 5) para um enlace simulado com e sem a FEC:

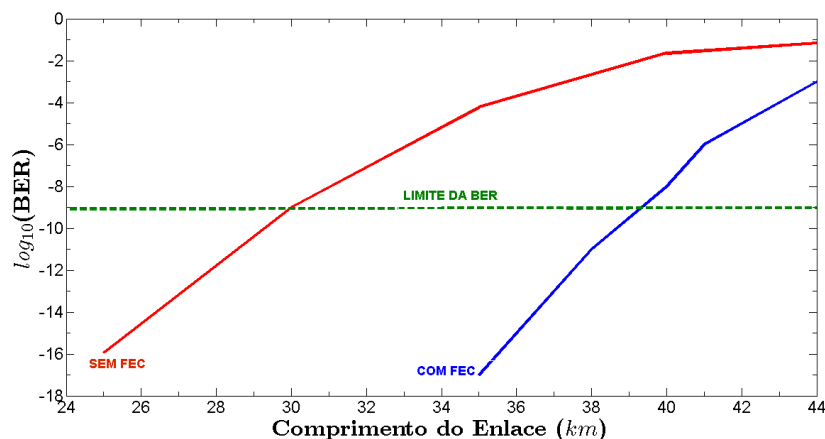


Figura 59: BER vs Comprimento do Enlace para o canal 5 sem a FEC (vermelho) e com a FEC (azul).

Analisando a curva sem a FEC, para uma $\text{BER} \leq 10^{-9}$ a distância máxima entre a OLT e a ONU é de 29,5 km (distâncias maiores são limitadas pela CD). Após a aplicação da FEC na

ONU, a nova distância máxima entre a OLT e a ONU é de 39,1 km, ou 32,5% a mais de alcance do enlace.

Após estas simulações, foi testado uma situação com compensação da CD usando DCF. Após a aplicação da DCF em série com a fibra, a nova distância máxima entre a OLT e as ONUs é de 36,3 km, ou 23% de distância extra (neste caso não foi aplicado o módulo de FEC).

4.1.4 RSOA

O processo de remodulação do sinal de descida dos dados para utilizar na subida dos dados utilizando o RSOA nas ONUs sempre mostrou ser uma boa opção em termos de custos. Com o lançamento comercial de modelos de RSOAs do tipo TO (sem refrigeração) este tipo de processo ficou mais atrativo. Na simulação com o VPI foi utilizado os dados do modelo comercial RSOA-18-TO-C-FA da Kamelian, e a rede WDM-PON foi testada no sentido de subida dos dados com 8 ONUs. Sabe-se que a frequência de corte deste modelo é de 700 MHz, portanto usando um sinal binário poderiam ser usadas taxas de até 1.4 Gbps, mas foi simulado com 1 Gbps para comparar os resultados com a opção LED.

A Figura 60 mostra a arquitetura de um canal da rede WDM-PON. Na OLT um laser CW (potência de 1 mW e largura de linha em 10 MHz) é modulado com o MZM a uma taxa de 2.5 Gbps gerando o sinal de descida dos dados. Após passar pela fibra óptica na ODN, um AWG (1 × 8) direciona o sinal para a ONU desejada. Na ONU o sinal vai para um divisor óptico (50 : 50). Uma das saídas é usada pelo receptor do sinal de descida dos dados. Na outra saída o sinal é enviado para o RSOA. O sinal é amplificado (18 dB) e remodulado com os dados da subida dos dados, e então enviado novamente para a OLT.

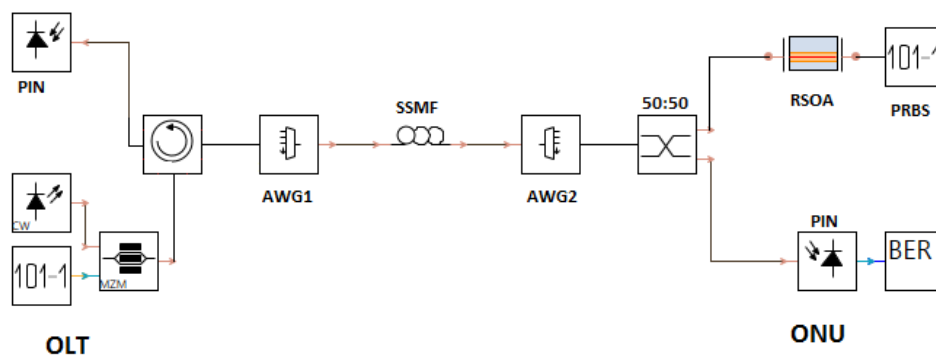


Figura 60: Canal de uma rede WDM-PON usando RSOA.

A Figura 61 mostra o diagrama de olho do sinal recebido na OLT para uma distância de 35 km e 50 km, respectivamente.

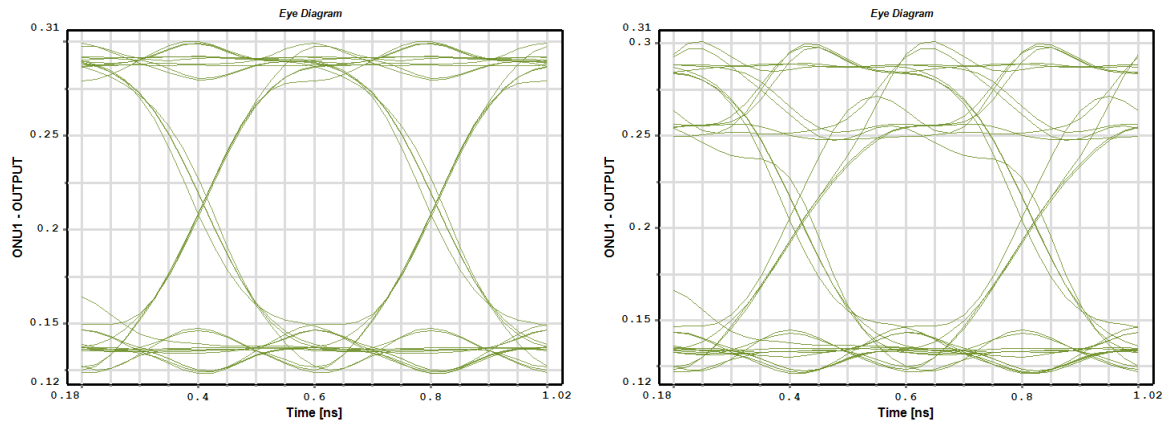


Figura 61: Diagrama de olho para o sinal remodulado para um comprimento de enlace de 35 Km e 50 km

A Figura 62 mostra a taxa da BER em função do comprimento do enlace para o pior canal (canal 5) com e sem a FEC:

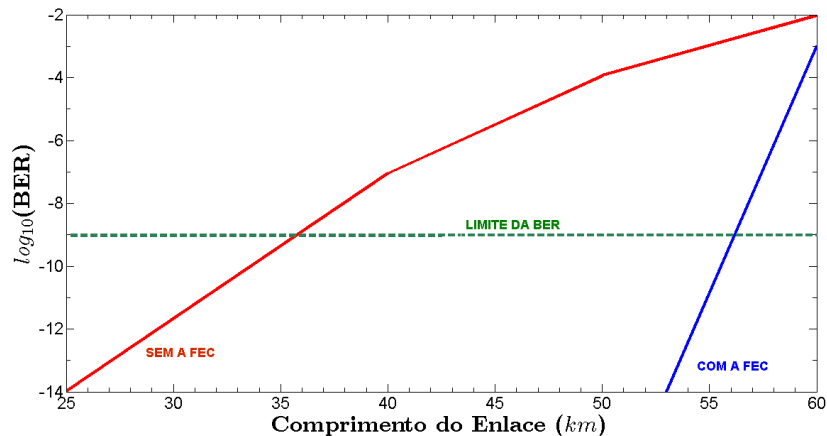


Figura 62: BER vs Comprimento do Enlace para o canal 5 sem (vermelho) e com a FEC (azul).

Analisando a curva sem a FEC, para uma $BER \leq 10^{-9}$ a distância máxima entre a OLT e a ONU é de 35,5km. Após a aplicação da FEC na ONU, a nova distância máxima entre a OLT e a ONU é de 56 km, ou 57% a mais de alcance do enlace.

Após a aplicação da DCF em série com a fibra, a nova distância máxima entre a OLT e as ONUs é de 42 km, ou 18% de distância extra.

4.1.5 LASERS CW COM MODULADORES EXTERNOS

Um laser do tipo CW (*Continuous Wave*) alimentando um modulador externo do tipo Mach-Zehnder (MZM) não apresenta o fenômeno do gorjeio (*chirp*) em sua frequência de saída, e portanto apresentará os melhores resultados de desempenho.

No circuito da figura 52 cada bloco de LED e gerador PRBS foi trocado pelo circuito mostrado na Figura 63. O restante do diagrama não muda.

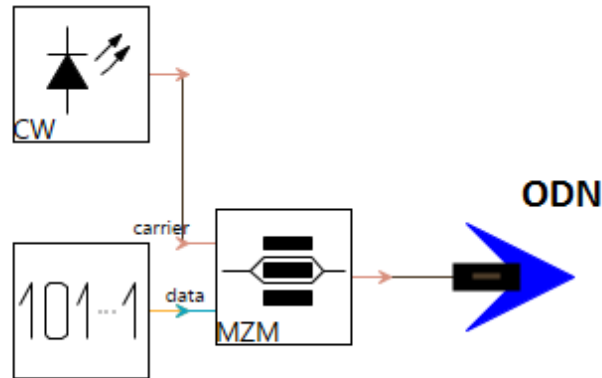


Figura 63: Circuito do Laser CW e o modulador Mach-Zehnder.

No bloco do laser CW, a potência foi ajustada em 1 mW e a largura de linha em 10 MHz . Como esta configuração apresenta os melhores resultados, a taxa de transferência de dados foi aumentada para 10 Gbps , a fim de verificar o limite de desempenho.

A Figura 64 mostra a BER em função do comprimento do enlace para o pior canal:

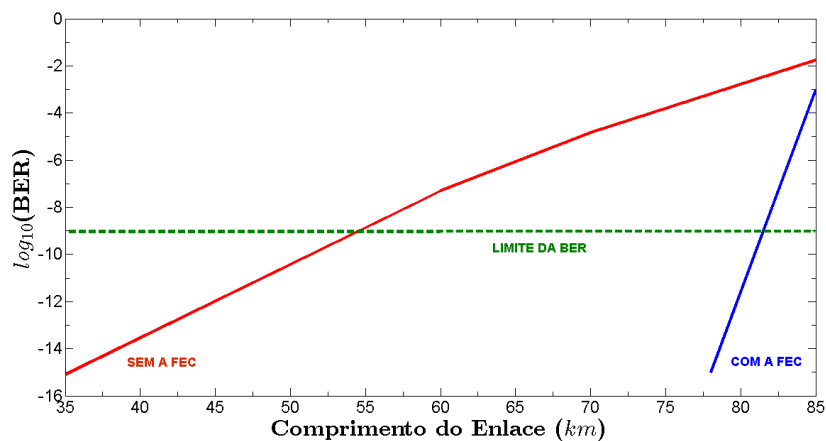


Figura 64: BER vs Comprimento do Enlace para o canal 5 sem a FEC (vermelho) e com a FEC (azul).

Analisando a curva sem a FEC, para uma $BER \leq 10^{-9}$ a distância máxima entre a OLT e a ONU é de $54,5\text{ km}$ (distâncias maiores são limitadas pela CD). Após a aplicação da FEC na ONU, a nova distância máxima entre a OLT e a ONU é de $81,8\text{ km}$, ou 50% de distância extra. Após a aplicação da DCF em série com a fibra sem a FEC, a nova distância máxima entre a OLT e as ONUs é de $66,7\text{ km}$, ou 22% de distância extra.

Como era esperado, os resultados nesta configuração foram melhores que os anteriores, pois não existe o fenômeno do gorjeio no comprimento de onda da saída durante a modulação dos dados.

4.1.6 COMPARAÇÕES ENTRE AS FONTES ÓPTICAS

A Tabela 9 mostra um resumo dos resultados discutidos nas últimas subseções.

Tabela 9: Resumo dos Resultados (Máximo limite para $BER \leq 10^{-9}$).

Configuração	LED	DFB	RSOA	CW
Max. Comprimento sem compensação	8,2 km	30,5 km	35,5 km	52,7 km
Max. comp. com DCF	8,2 km	36,3 km	42 km	66,7 km
Max. comp. com FEC	35 km	39,1 km	56 km	81,8 km

Lembrar que as redes comparadas tem as seguintes características:

- (1) LEDs a taxa de 1 Gbps;
- (2) DFBs a taxa de 5 Gbps;
- (3) RSOAs a taxa de 1 Gbps e
- (4) Lasers CW com moduladores externos a taxa de 10 Gbps;

Ao analisar a tabela chega-se a conclusão que a opção LED só é viável com a utilização do módulo FEC. Embora a opção da utilização de DCFs para compensar a CD aumente o alcance das redes (menos na opção LED), pelo fato de ter que mexer nas ODNs já implantadas, os operadores de telecomunicações dificilmente usarão esta alternativa. Os melhores resultados foram obtidos com a aplicação do módulo FEC.

4.2 ONUS INCOLORES SEM AUTO REALIMENTAÇÃO

Nesta seção são mostrados os resultados do desempenho de ONUs incolores que não utilizam o processo de auto realimentação, utilizando como fonte óptica os quatro dispositivos comerciais caracterizados no capítulo anterior (o VCSEL, o FP, o DFB e o RSOA).

4.2.1 VCSEL

O VCSEL com um controle de temperatura pode ser utilizado como fonte de uma ONU incolor. Foi testado o modelo RC340531-FFP-06341309 da Raycan para verificar sua atuação em uma rede WDM-PON. A Figura 65 mostra o esquema utilizado para testar o desempenho do VCSEL.

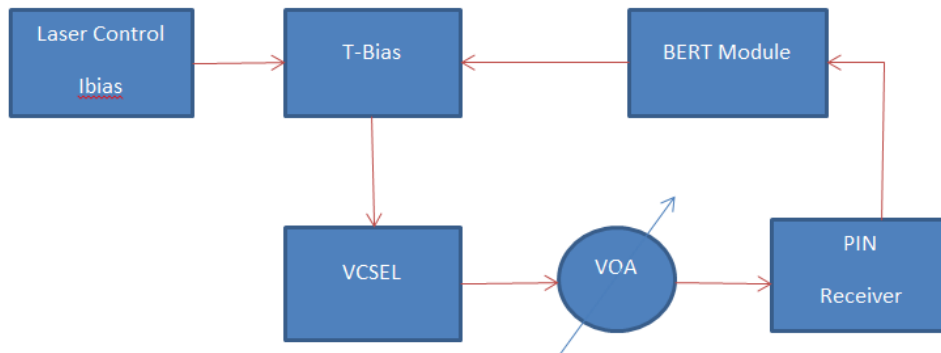


Figura 65: Esquema para ensaios de desempenho do VCSEL.

Nesta esquema o *Laser Diode Controller* tem como função gerar a corrente de polarização e controlar a corrente limite a ser aplicada, e o modelo utilizado foi o LCD220 da Thorlabs. O T-BIAS tem como função acoplar a corrente de polarização (DC) com o sinal a ser modulado no laser (AC), e o modelo utilizado foi o ZFBT-12GW da Mini-Circuits. O VOA é um atenuador óptico variável, e o modelo utilizado foi o VA4 da JDS-FILTER. O PIN Receiver (Lightwave Converter 1200-1600 nm) é um conversor Óptico/Elétrico para sinais com espectro desde DC até 20 GHz, e o modelo utilizado foi o 11982 da HP. O BERT Module (Serial BERT) possui duas funções principais: a primeira é a de ser um gerador PRBS do tipo NRZ $2^{23} - 1$ (selecionável) e a segunda é a de ser um módulo medidor da taxa de erros de bits (BER), e o modelo utilizado foi o N4901B da Agilent Tech. O OSCILOSCÓPIO (Wide Band Oscilloscope) é utilizado nos ensaios para obtenção do diagrama de olho, e neste ensaio a saída do PIN Receiver é ligada diretamente ao osciloscópio, e o modelo utilizado foi o 86100A da Agilent Tech.

O primeiro ensaio teve como finalidade a obtenção do diagrama do olho de forma a obter uma análise da qualidade do sinal recebido após uma atenuação de 5 dB, variando-se a taxa de bits. O sinal na saída do gerador PRBS foi ajustado em 1,8 Vpp. A Figura 66 mostra o diagrama de olho para as taxas de: (a) 1,25 Gbps, (b) 5 Gbps, (c) 8 Gbps e (d) 11 Gbps.

Como pode ser visto no diagrama de olho, até a taxa de 5 Gbps o olho está aberto

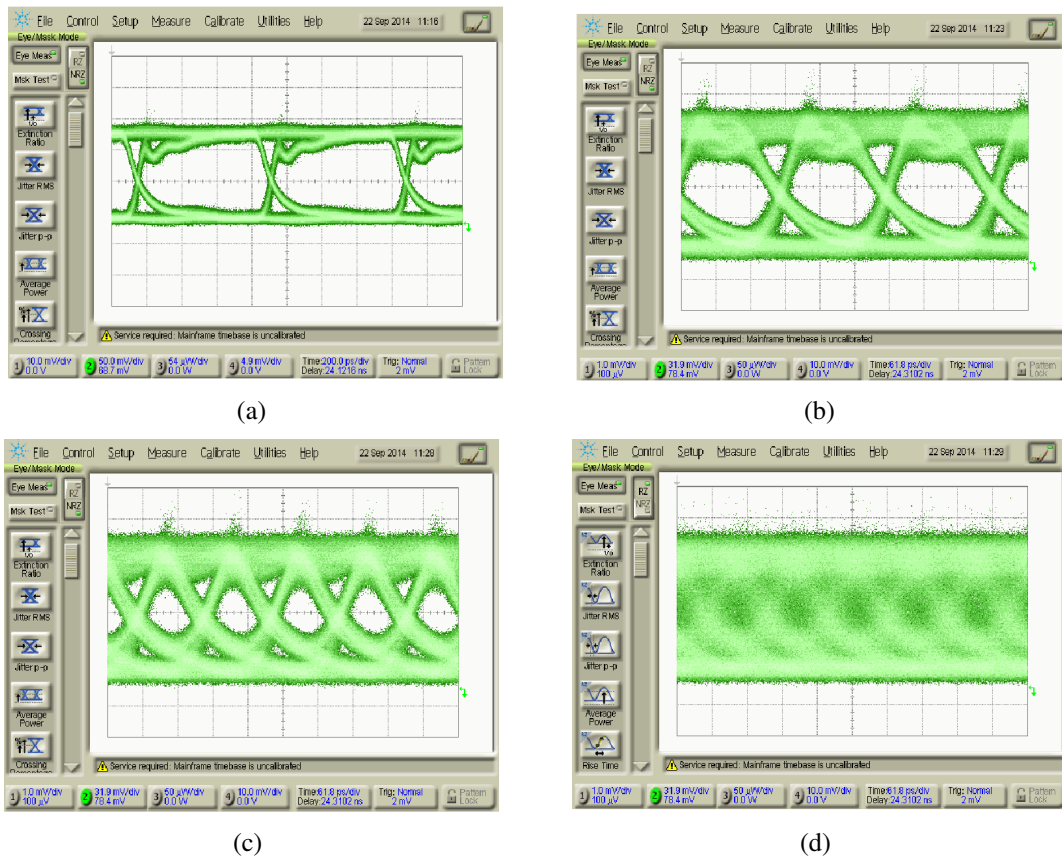


Figura 66: Diagrama de olho do ensaio do VCSEL para taxas de (a) 1,25 Gbps, (b) 5 Gbps, (c) 8 Gbps e (d) 11 Gbps.

e o sinal pode ser demodulado diretamente. Para taxas de 8 Gbps o olho está semi-aberto, e provavelmente o sinal precisará de códigos corretores de erros para ser recebido. Para taxas de 11 Gbps o olho está fechado e o sinal não pode mais ser recuperado.

Partindo-se desses resultados, foram feitos então os ensaios de BER, utilizando o BER Module. A figura 67 mostra os resultados obtidos para: a curva vermelha mostra os resultados com o VOA ajustado em 0dB (*Back To Back - B2B*), a curva azul mostra os resultados com o VOA ajustado em 5 dB de atenuação e a curva verde mostra os resultados com o VOA ajustado em 10 dB, simulando a atenuação de uma rede WDM-PON com 20 Km de comprimento de fibra óptica no enlace.

Como é mostrado na figura, supondo que se deseje uma taxa de erros de bits $BER \leq 10^{-9}$, nota-se, pela figura, que a taxa máxima sem atenuação seria de 8 Gbps. Com uma atenuação de 5 dB esta taxa cairia para 6,5 Gbps. Simulando a atenuação de uma rede WDM-POM (10 dB) somente com a aplicação de códigos corretores de erros seria possível a utilização deste VCSEL para as taxas de Gbits. Como está sendo levado em conta apenas a atenuação (e ignorados outros fenômenos tais como a dispersão cromática por exemplo, os resultados em um

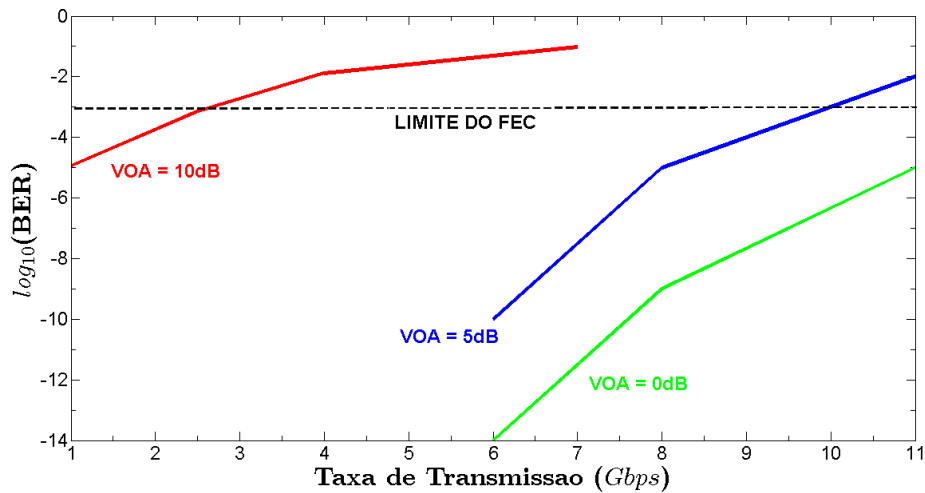


Figura 67: Resultados do teste de BER para o VCSEL.

link real seriam piores que os apresentados nas figuras 66 e 67). Para este VCSEL ser utilizado em uma WDM-PON seria necessário a utilização de um amplificador que na saída da OLT possa de forma a compensar estas perdas ou a utilização de códigos corretores de erros.

4.2.2 FP-LD E DFB-LD

Os mesmos ensaios realizados com o VCSEL foram então repetidos para os dispositivos DFB e FP. Para o DFB o circuito foi montado conforme a Figura 65. Para o FP-LD foi necessário utilizar o efeito de travamento por injeção e o comprimento de onda foi travado em 1550nm utilizando um laser externo sintonizável do tipo ECL, conforme é mostrado na Figura 68. O VOA1 é ajustado de forma que a potência do sinal semente no FP-LD fique em -10 dBm e o VOA2 tem a função de simular a atenuação de uma rede óptica entre a emissor (FP-LD) e o receptor (fotodiodo PIN). Foi medida uma perda de inserção no circulador óptico de $3,5\text{ dBm}$, e esta perda é descontada da atenuação total do enlace (*Link Attenuation*)

A Figura 69 mostra uma comparação dos resultados da medição da BER para os três lasers. Para os experimentos foi utilizado o código PRBS do tipo NRZ $2^{23} - 1$ com $1,8 V_{pp}$ na saída do BER meter.

Como o gráfico mostra, levando em conta apenas o fenômeno da atenuação, os três lasers podem ser utilizados tanto no sentido de subida, como no sentido de descida dos dados de uma WDM-PON (10 dB). No caso de uma rede TDM-PON com 32 assinantes (18 dB), o gráfico mostra que os três lasers só poderiam ser utilizados com a utilização de um código corretor de erros (FEC).

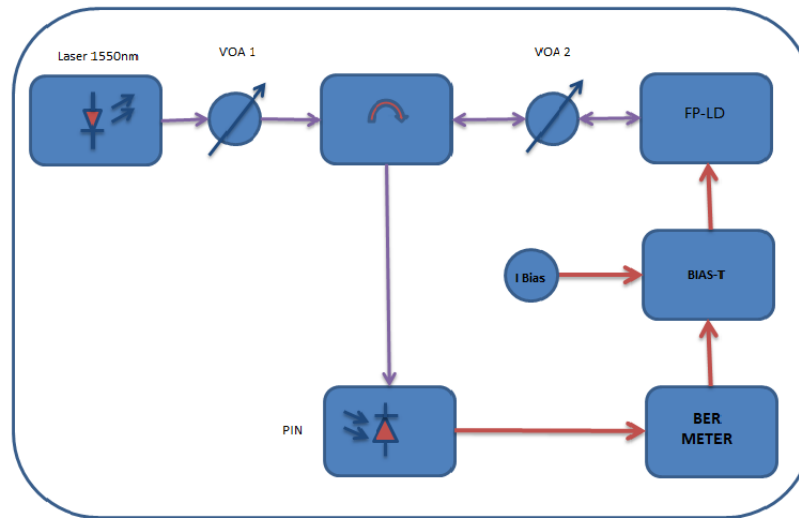


Figura 68: Experimento de medição da BER para o FP.

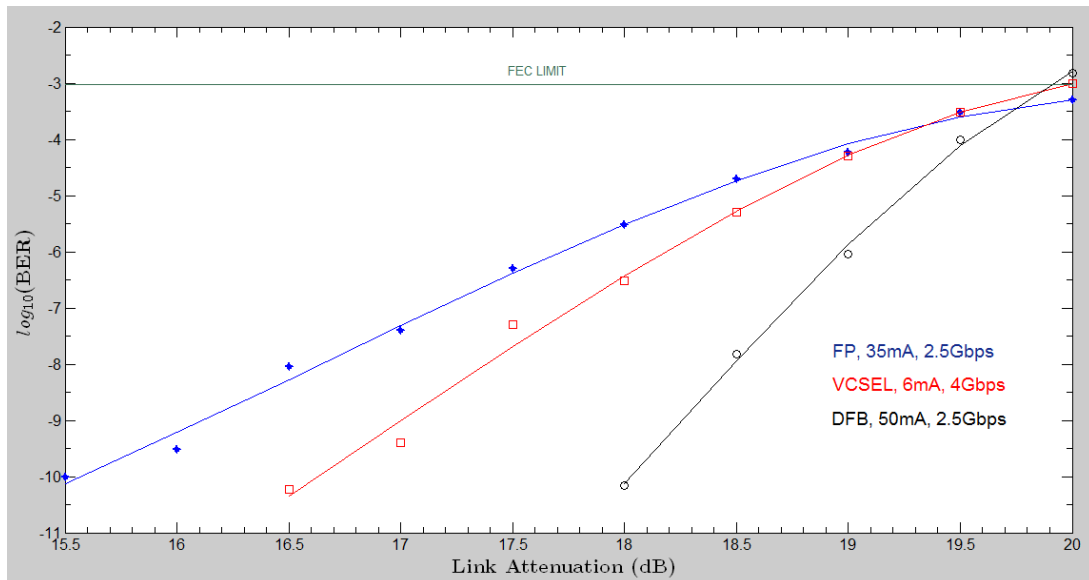


Figura 69: Resultados dos experimentos da medição da BER.

4.2.3 RSOA UTILIZANDO O CI DA ANALOG DEVICES

Foi visto na seção 3.1 que a Analog Devices fornece um driver para diodo laser com terminação diferencial ativa de retorno (ADN2526). Utilizou-se o kit EVALZ-ADN2526 da Analog Devices (ver as características técnicas deste kit no apêndice). Foi verificado que o RSOA com esta pci de desenvolvimento fornece uma largura de banda superior à placa anteriormente feita para ser utilizado como T-Bias (1,1 GHz contra 716 MHz). A Figura 70 mostra o experimento feito com esta placa.

O VOA foi ajustado em 10 dB de forma a simular a atenuação de um enlace de subida de uma WDM-PON. Variando-se a tensão em J2, ajustava-se o valor de I_{bias}, e este foi ajustado

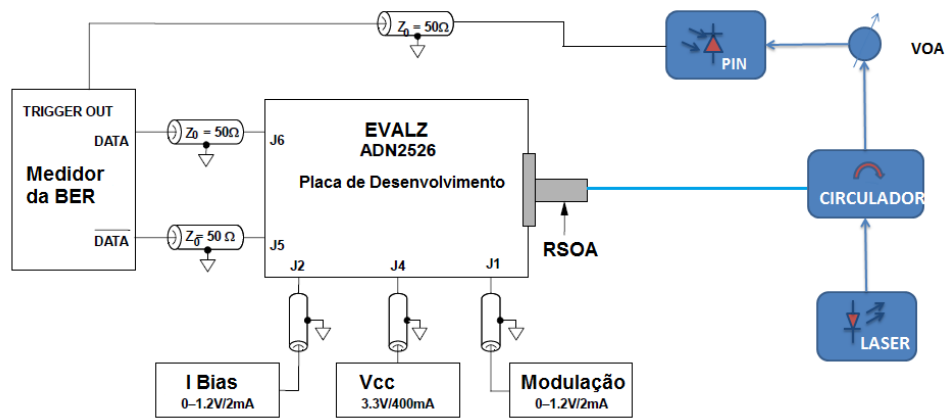


Figura 70: Experiência de medição da BER com a pci da Analog Devices.

em 50 mA. Ajustando-se a tensão em J1 podia-se ajustar o índice de modulação. Este índice foi deixado em 50%. O laser externo variável é responsável pelo sinal de semente do RSOA, e foi deixado no comprimento de onda de 1550 nm. A Figura 71 mostra os resultados para um código PRBS do tipo NRZ $2^{23} - 1$:

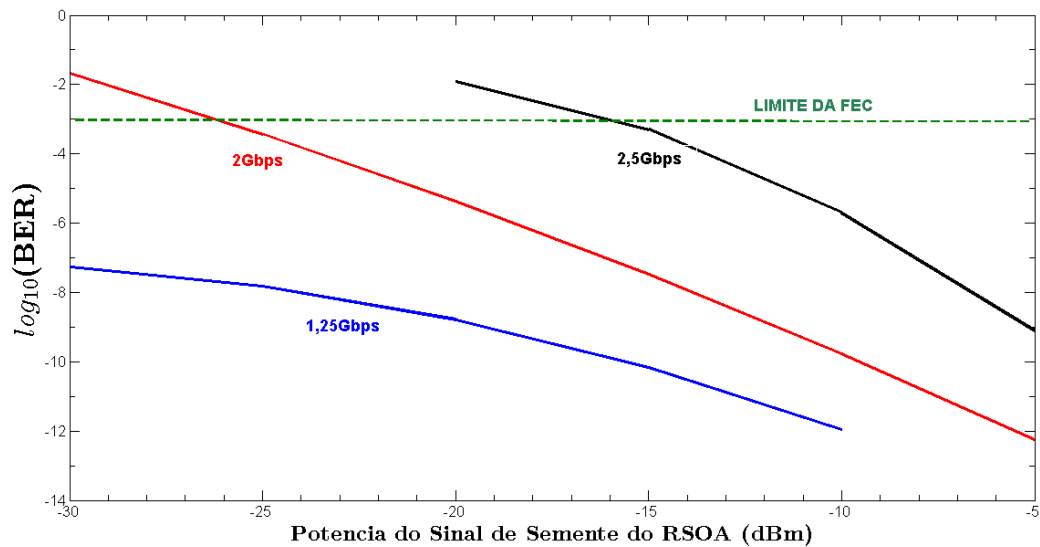


Figura 71: Resultado da medição da BER utilizando o kit da Analog Devices.

Como a figura mostra, utilizando-se um código corretor de erros, este RSOA pode ser utilizado para taxas de até 2,5 Gbps para uma potência mínima de -15 dBm do sinal semente. Com esta placa da Analog Devices o RSOA apresenta características superiores às encontradas com a placa fabricada para ser utilizada como T-Bias. Nos ensaios foi descoberto que esta placa só funciona para sinais digitais. Como o foco do trabalho foi a utilização do RSOA para transmissão de sinais analógicos em sistemas RoF, os ensaios com este kit da Analog Devices foram interrompidos, e foi utilizada novamente a placa desenvolvida para T-Bias nos próximos ensaios.

4.3 ONU INCOLOR COM AUTO REALIMENTAÇÃO

Nesta seção são mostrados os resultados do desempenho de ONUs incolores que utilizam o processo de auto realimentação para geração do sinal semente, utilizando como fonte óptica o FP e o RSOA.

O princípio de usar a própria luz para gerar o sinal semente tem sido estudado por diversos grupos de pesquisa. Mas as soluções até agora encontradas propõe mudanças na ODN (como AWGs especiais ou espelhos).

Os estudos, até o presente, momento foram focados em lasers CW com moduladores externos ou no FP-LD, mas neste trabalho é proposta a utilização do RSOA (com o RSOA a ONU responde a qualquer comprimento de onda dentro de uma faixa de atuação, ao contrário do FP-LD que atua em comprimentos de onda discretos).

Em (CHIUCHIARELLI *et al.*, 2012) e (PRESI *et al.*, 2012) foram criadas as ONUs incolores com injeção própria colocando espelhos na ODN (espelhos semitransparentes colocados diretamente na saída dos AWG's ou com reflexão total utilizando um divisor óptico). A Figura 72 mostra uma das soluções propostas.

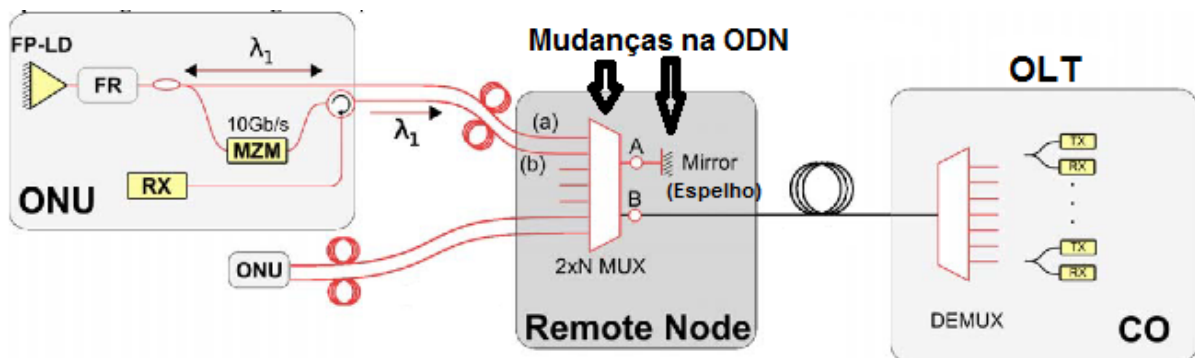


Figura 72: Solução de ONU com injeção própria encontrada em (CHIUCHIARELLI *et al.*, 2012).

A colocação destes espelhos na ODN limita o desenvolvimento de novas tecnologias que podem não requerer esta realimentação externa (um laser selecionável de baixo custo por exemplo). Na proposta desta tese, o processo de realimentação é feito totalmente dentro da ONU, não requerendo esta realimentação externa e garantindo que novas atualizações dentro da rede possam continuar existindo.

4.3.1 FP-LD

Nesta seção é mostrada uma nova configuração de uma ONU incolor usando FP-LD. Nesta configuração o sinal responsável pelo efeito do travamento por injeção vem da própria ONU através de uma realimentação de sua saída. Evita-se assim a utilização de qualquer sinal externo para a ONU, sendo que sua configuração é feita apenas mudando o valor da frequência de um filtro óptico. Este filtro foi simulado pelo uso de um AWG, mas pode ser utilizado uma chave óptica em frequência (Optical Switch) em que o canal pode ser selecionado através de um comutador óptico. Como o custo destas fontes ópticas (FP-LD) é relativamente baixo (comparando-se ao custo dos LEDs) tal alternativa mostra-se interessante para aplicações em WDM-PONs.

Foi simulada a mesma WDM-PON da seção 4.1 (um sistema com 8 ONUs e 1 OLT com taxa de transmissão de $1,25\text{Gbps}$ na subida dos dados). O esquema da nova ONU incolor utilizando os lasers Fabry-Perot com auto realimentação é mostrado na Figura 73.

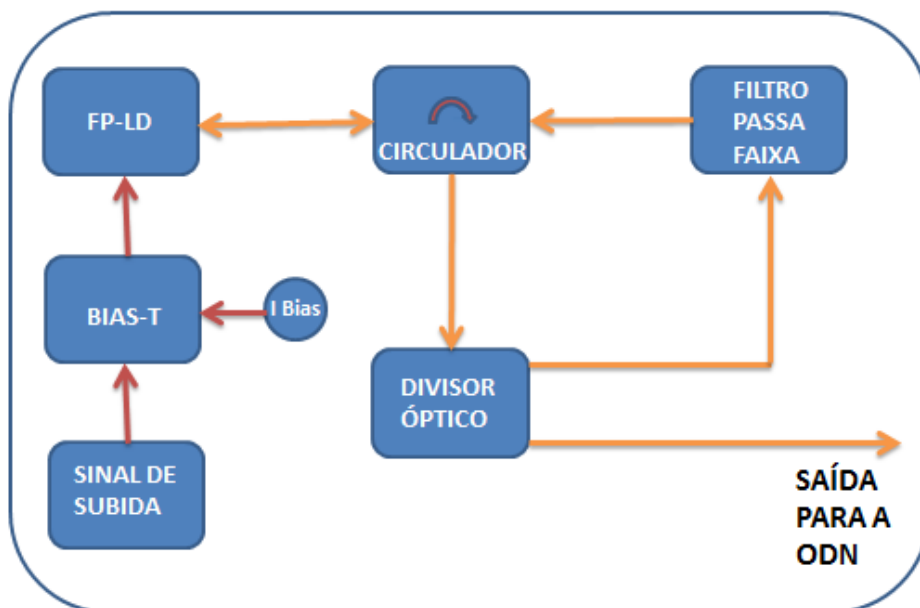


Figura 73: Esquema proposto da nova ONU incolor com FP-LD auto realimentado.

Os sinais de subida são gerados na ONU à uma taxa de $1,25\text{ Gbps}$ (esta taxa foi escolhida por existirem muitas configurações com RSOAs e lasers diretamente modulados, facilitando fazer comparações, mas os LD-FP podem atuar em taxas superiores). Em cada canal um gerador PRBS (*Pseudo Random binary Sequence*), com uma sequência de $2^{23} - 1$ bits, acionará diretamente um FP-LD. O FP-LD é um laser multimodo, ou seja, em sua saída existem muitas frequências. No processo da realimentação é colocado um filtro passa faixa que selecionará qual a frequência irá travar o FP-LD. Na simulação foi colocado um AWG

dentro da ONU. Este AWG funciona como um filtro selecionável, e em um futuro trabalho poderá ser substituído por uma *Optical Switch* (chave óptica controlada em frequência), em que o canal desejado pode ser selecionado através de um simples comutador óptico. Em cada ONU este filtro passa faixa será selecionado com uma frequência diferente ($229.1 THz$ para a primeira ONU e as próximas estão separadas de $200 GHz$ entre si). A saída deste AWG interno é ligada a um divisor óptico (50-50). A saída inferior do divisor é ligada à rede PON, que trata de enviar o sinal de subida para a OLT. A saída superior é conectada novamente ao FP-LD ao passar pelo filtro e pelo circulador, para assim conseguir o efeito do travamento por injeção. Graças a este processo de realimentação o sinal semente vem da própria ONU. No simulador foi necessário a colocação de um atraso de $1 ns$ nesta linha de realimentação. Sem esta temporização a simulação apresenta falha de funcionamento.

Nas simulações sempre foi adotado um tempo de $5 ns$ para se começar a fazer a medição da BER, de forma a evitar o regime transitório do laser.

O FP-LD foi baseado no modelo que apresentasse características semelhantes ao produto comercial C1237321423 da Liverage (ver no apêndice o catálogo deste dispositivo). Os parâmetros do módulo TLM existente no VPI foram: tipo MQW (mesmo do modelo comercial), comprimento de $260 \mu m$, largura de $2,5 \mu m$, espessura de $200 nm$, coeficiente na interface de reflexão de $0,32$, sem a presença de filtros internos (no gratings). Nos demais parâmetros foram adotados os valores *default* do módulo utilizado do VPI.

Simulações no VPI

Ao ser energizado o FP-LD apresenta em sua saída várias frequências conforme é mostrado na Figura 74.

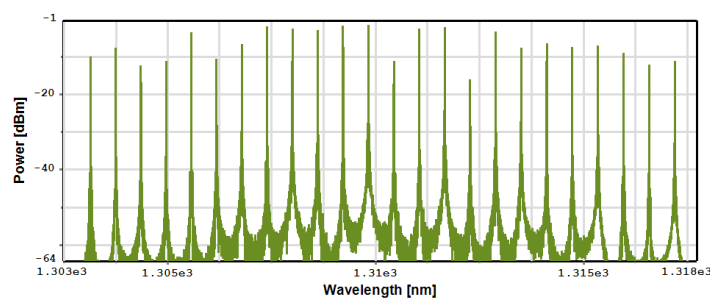


Figura 74: Resposta espectral inicial do FP-LD.

Após a energização começa a ocorrer a realimentação e o efeito do travamento por injeção (a frequência de saída do filtro passa faixa predomina). Após $5 ns$, o espectro na saída do FP-LD é mostrado na Figura 75.

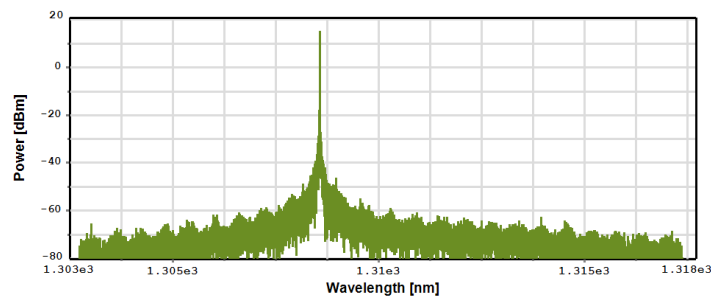


Figura 75: Resposta espectral do FP-LD após estabilização.

O diagrama de olho simulado do sinal de subida na OLT, com um comprimento de enlace de 20 km é mostrado na Figura 76.

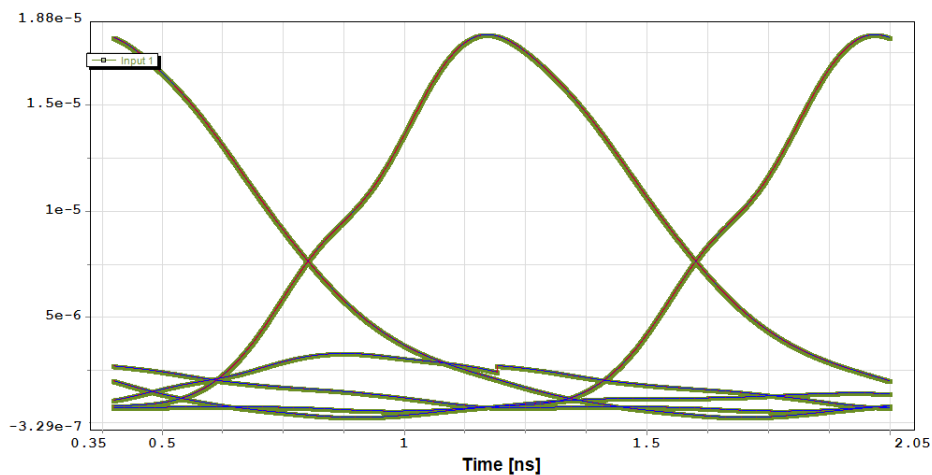


Figura 76: Diagrama de olho do sinal de subida na OLT com um comprimento de enlace de 20 km.

Nota-se que o olho está aberto, para uma modulação do tipo NRZ e detecção direta (esquema IM/DD). Em próximos trabalhos pode-se verificar os limites para taxas de transmissão maiores e a aplicação de códigos corretores de erros (FEC) ou modulações diferentes (QAM, por exemplo). Para a taxa de transmissão de 1,25 Gbps, a taxa de erros de bit (BER) do sinal de subida em função do comprimento do enlace é mostrado na Figura 77. Na simulação, a ODN é composta de um enlace de fibra SSMF e 2 AWGs.

Nota-se da figura que, para uma $BER \leq 10^{-9}$ o comprimento do enlace pode alcançar 57 km, muito acima do máximo recomendado pelo ITU-T para normas GPON.

Resultados Experimentais

Na Figura 78 está mostrado o esquema do experimento para testes com o FP-LD, de forma a se obter o efeito de travamento por injeção através do processo da auto-realimentação.

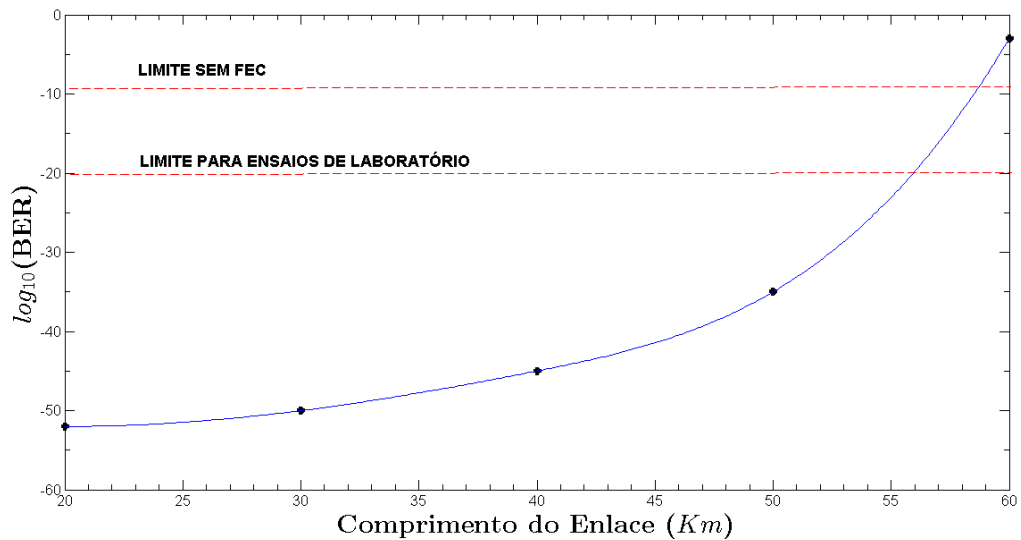


Figura 77: Gráfico da BER vs Comprimento do enlace para uma taxa de transmissão de 1,25 Gbps.

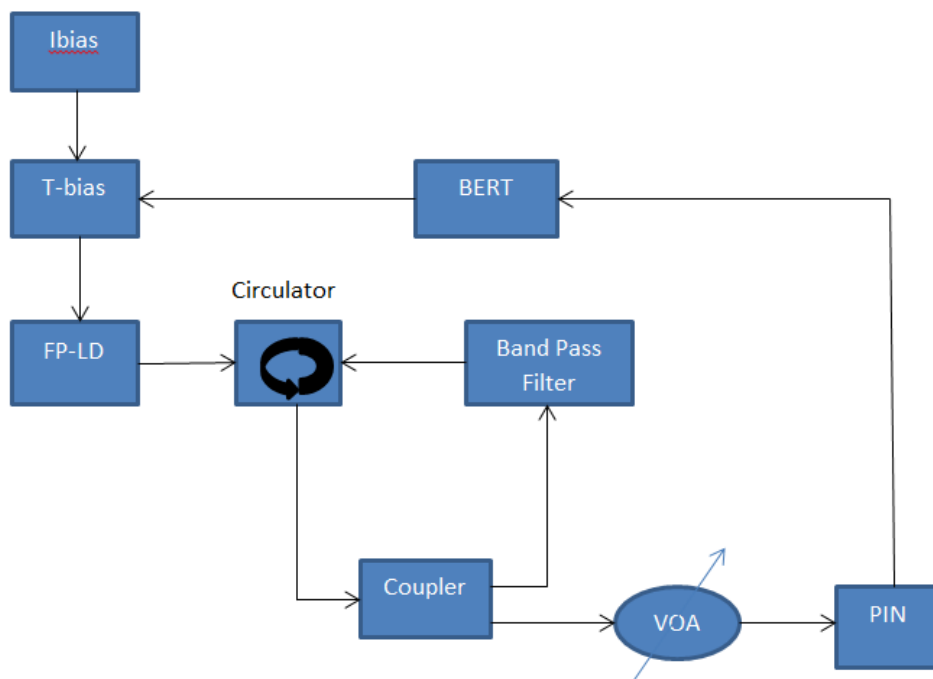


Figura 78: Diagrama da experiência do FP-LD.

Como filtro passa faixa foi utilizado o equipamento X-TRACT da NET TEST. Neste filtro é possível ajustar o comprimento de onda desejado e a largura de banda (100 a 650 pm). Na Figura 79 é mostrado o espectro de frequência na saída do laser para uma corrente de polarização $I_{bias} = 30 \text{ mA}$ e sem o efeito do travamento por injeção (*free-running*), com o OSA ligado diretamente na saída do laser e, na sequência, na condição de travamento por injeção com a auto-realimentação em operação (O OSA é ligado na saída inferior do acoplador).

Nota-se dos resultados apresentados na Figura 80 que ao acontecer o efeito de

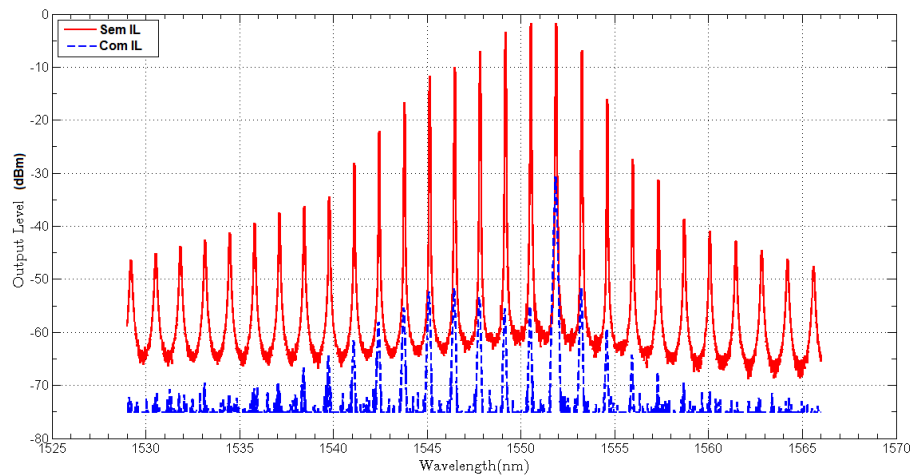


Figura 79: Espectro de saída de um FP-LD com e sem IL.

travamento por injeção (IL), o modo selecionado recebe maior energia (aumenta a sua largura de banda). Neste FP-LD o efeito de IL só é possível com correntes de polarização entre 25 mA e 40 mA. Os experimentos mostraram ser possível realizar o travamento por injeção para apenas os 3 modos com maior potência (os que estão mostrados ao centro). Ao tentar-se travar um modo mais distante do comprimento central, a forma de onda ficava com 2 modos predominantes (o modo com maior potência que diminuía, mas não os 30 dB mínimos necessários para configurar um laser monomodo, e o modo que estava sendo realizado o travamento por injeção). Após várias tentativas verificou-se que este modelo de FP-LD não é apropriado para o efeito IL. Os FP-LDs utilizados para IL possuem características particulares para propiciar o travamento óptico: elevado comprimento da região ativa (maior que 600 μm) que permite uma equalização em potência em uma larga faixa de comprimento de onda; faces refletivas com valores de 1% e 80% de forma a requisitar uma baixa potência de injeção óptica, garantindo um travamento eficaz (LEE *et al.*, 2010). Entretanto estas características não estão presentes no modelo comercial da Liverage utilizado nos experimentos.

Com o circuito auto realimentado e com o travamento ocorrendo em 1552 nm e $I_{bias} = 35$ mA, foram feitos então os ensaios de BER, utilizando o BER Module (BERT). A Figura 81 mostra os resultados obtidos para: (a) 1,25 Gbps, (b) 2,5 Gbps e (c) 4 Gbps em função da variação da atenuação imposta com o VOA.

Supondo que a rede WDM-PON possua 2 AWGs com atenuação 3 dB cada um, e utilize fibra SSMF com uma atenuação de 0,25 dB/Km, os resultados da figura mostram que para uma $BER \leq 10^{-9}$, o comprimento do enlace seria de 21,2 Km para uma taxa de 4 Gbps, 41 Km para uma taxa de 2,5 Gbps e 44 Km para uma taxa de 1,25 Gbps. Deve ser lembrado

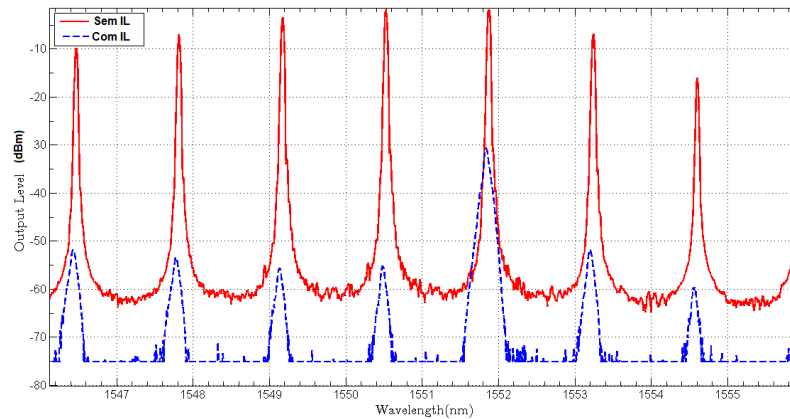


Figura 80: Espectro de saída de um FP-LD com e sem IL com maior resolução.

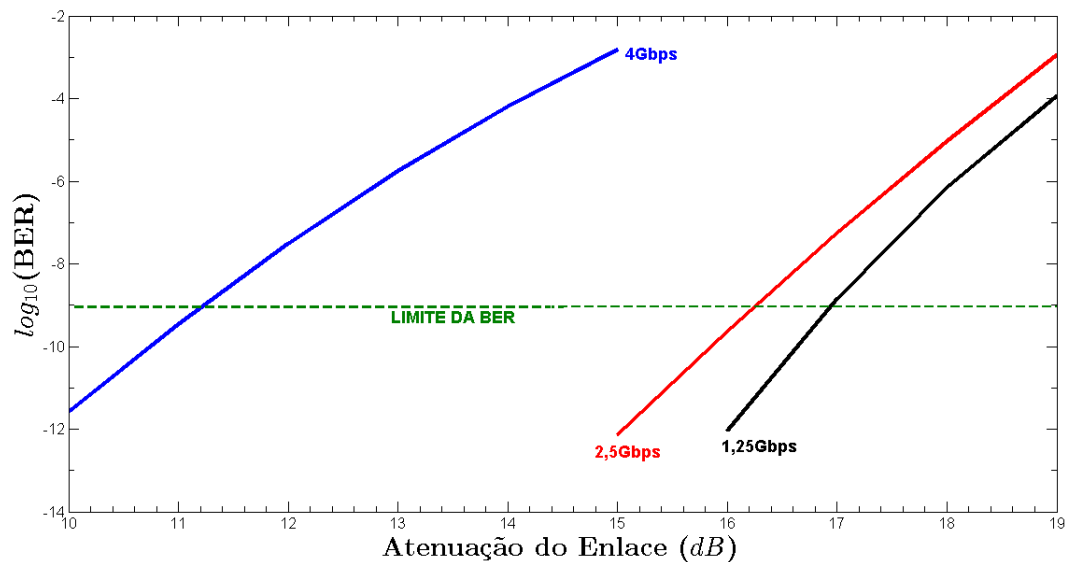


Figura 81: BER em função da atenuação para o circuito auto realimentado do FP-LD com travamento por injeção nas taxa de 1,25 Gbps, 2,5 Gbps e 4 Gbps.

que nestes ensaios foi levado em consideração apenas o fenômeno da atenuação, e a presença de outros fenômenos na fibra, como a CD, devem piorar estes resultados.

Este circuito foi colocado em câmara térmica e, partindo-se de uma temperatura de 25°C , observou-se que uma variação de $\pm 7^{\circ}\text{C}$ é suficiente para que o efeito do travamento por injeção deixe de existir. Esta variação máxima de temperatura em apenas 14°C para manter o efeito do travamento por injeção restringe a utilização deste dispositivo em redes PONs.

Na simulação foi achado um comprimento máximo de 57 Km para uma taxa de $1,25\text{ Gbps}$ e foi possível travar o laser em muitos comprimentos de onda, o que não ocorreu na prática. Embora o circuito de auto realimentação para geração do efeito do travamento da injeção tenha funcionado em certas condições, o que ficou demonstrado é que este modelo de

laser não é apropriado para este sistema.

4.3.2 RSOA

O diagrama do experimento com auto realimentação no qual o RSOA é empregado é o mesmo apresentado na figura 78. Nesta figura o FP-LD foi substituído pelo RSOA. Os testes realizados utilizando o RSOA foram feitos em diversos comprimentos de onda dentro da banda C, e os ensaios mostraram resultados semelhantes.

RSOA auto realimentado com acoplador 50-50

Nestes ensaios foi utilizado um acoplador do tipo 50-50 (50% da potência da saída do RSOA para a ODN e 50% da potência da saída para o laço da realimentação).

A Figura 82 mostra a curva da potência de saída em função da corrente de polarização do RSOA.

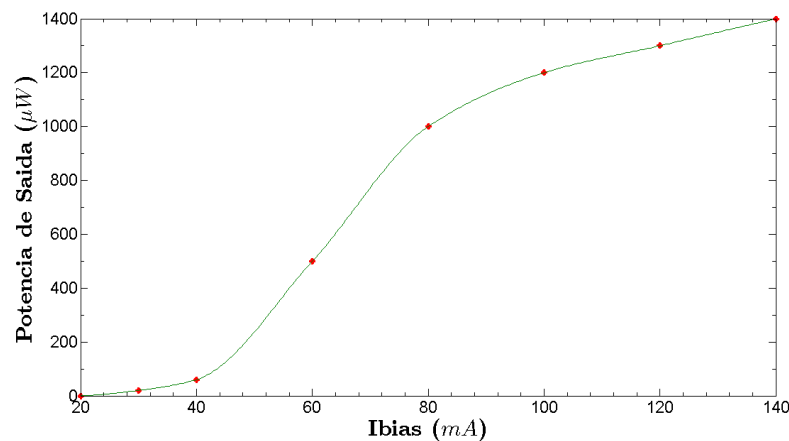


Figura 82: Curva de resposta do circuito realimentado do RSOA 50-50 em função da corrente de polarização.

Como pode ser notado pela curva, a potência de saída chega a $1400 \mu W$ (deve-se lembrar que agora toda a potência de saída do RSOA está concentrada em um único comprimento de onda). A zona linear de operação do amplificador está compreendida entre $I_{bias} = 40 mA$ e $I_{bias} = 80 mA$.

A Figura 83 mostra o espectro do sinal de saída para: (a) $I_{bias} = 30 mA$ e (b) $I_{bias} = 80 mA$.

Como pode ser visto na figura, para uma polarização de $30 mA$ o sinal produzido na saída ocupa uma largura de banda de $0,2 nm$, mas tem um nível baixo de potência em sua saída. Para uma polarização de $80 mA$, o sinal produzido na saída ocupa uma largura de banda de

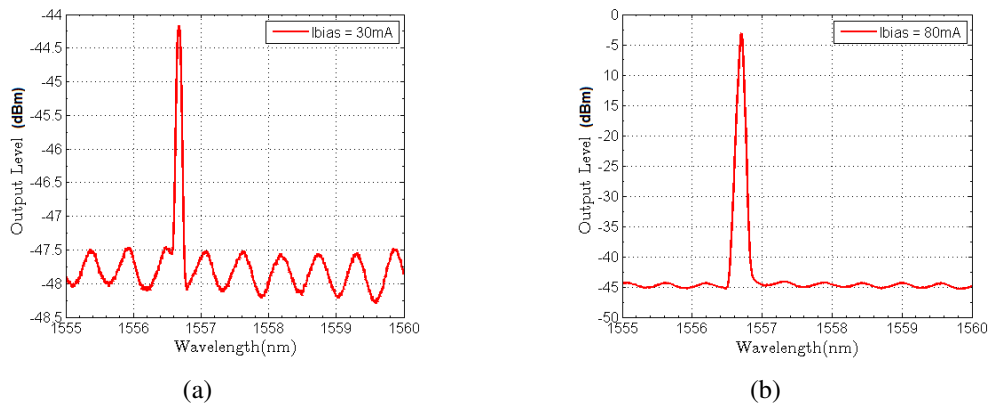


Figura 83: Espectro do sinal de saída do RSOA para (a) $I_{bias} = 30 \text{ mA}$ e (b) $I_{bias} = 80 \text{ mA}$.

0,4 nm, mas tem um nível 40 dB a mais de potência em sua saída.

A largura de banda do filtro passa faixa pode ser variada de 150 pm até 600 pm. Notou-se que esta largura não influencia o nível de potência na saída do circuito, mas tem uma grande influência na relação sinal/ruído óptico (OSNR), conforme pode ser visto na Figura 84.

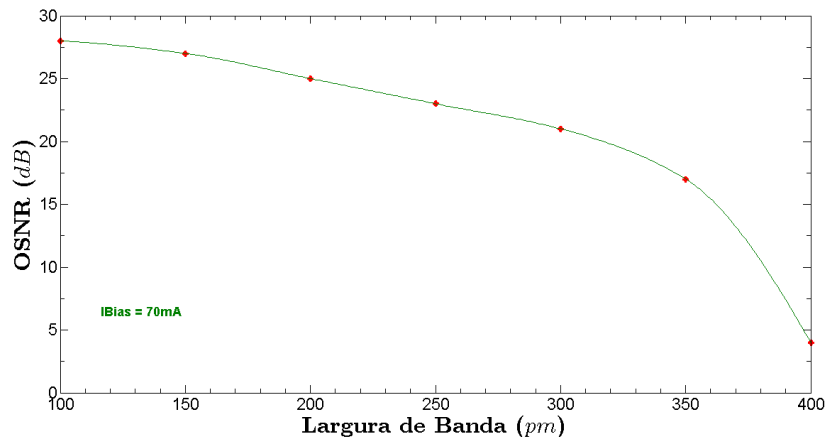


Figura 84: Curva da Relação Sinal/Ruído Óptico em função da comprimento de onda do filtro passa faixa.

Os resultados da figura ainda mostram que quanto menor a largura de banda do filtro passa faixa, melhor é a OSNR. Por este motivo todos os ensaios restantes foram feitos com 150 pm de largura de banda.

RSOA auto realimentado com acoplador 90-10

Neste ensaio foi utilizado um acoplador do tipo 90-10 (90% da potência da saída do RSOA para a ODN e 10% da potência da saída para o laço da realimentação), para verificar o que acontece quando diminui-se a potência na realimentação de 50% para 10%.

A Figura 85 mostra a curva da potência de saída em função da corrente de polarização

do RSOA.

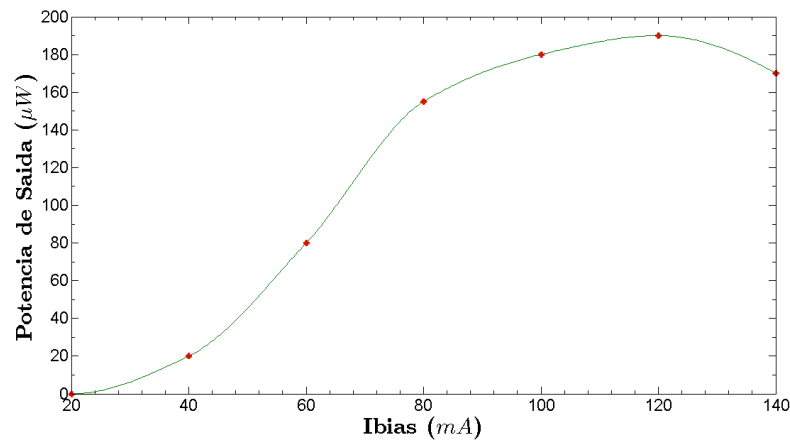


Figura 85: Curva de resposta do circuito realimentado do RSOA 90-10 em função da corrente de polarização.

Como a curva nos mostra, o nível de potência máxima que poderá ser enviado para a ODN será de, no máximo, $180 \mu W$, bem menor que os $1400 \mu W$ conseguidos com o acoplador 50-50.

A Figura 86 mostra o sinal de saída para as corrente de polarização de 60 mA e 100 mA .

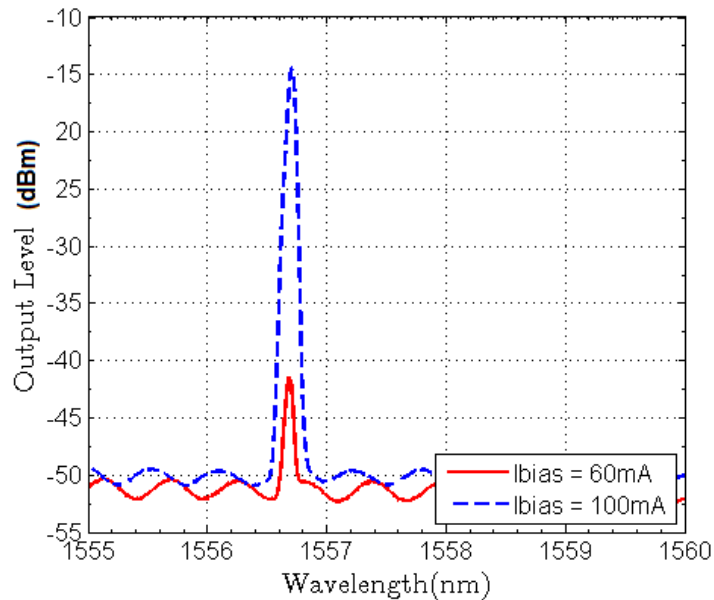


Figura 86: Espectro do sinal de saída para $I_{bias} = 60 \text{ mA}$ e $I_{bias} = 100 \text{ mA}$.

Como os níveis de potência apresentados ficam muito baixos, conclui-se que a adoção de um nível de potência menor na realimentação não apresenta vantagens. Assim, a partir deste resultado foi adotado a configuração 50-50 para o restante dos ensaios.

Ensaio da BER e Temperatura

Com o circuito auto realimentado com o acoplador 50:50 e com o travamento ocorrendo em 1552 nm e $I_{bias} = 70\text{ mA}$, foram feitos então os ensaios de BER. A Figura 87 mostra os resultados obtidos da BER para uma taxa de 1 Gbps em função da variação da atenuação imposta pelo VOA.

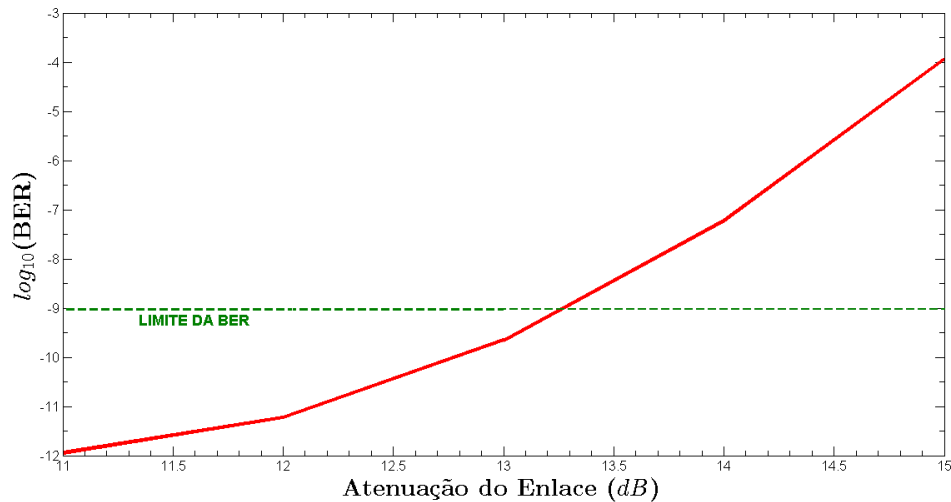


Figura 87: BER em função da atenuação para o circuito auto realimentado do RSOA.

Supondo que a rede WDM-PON possua 2 AWGs com atenuação 3 dB cada um, e utilize fibra SSMF com uma atenuação de $0,25\text{ dB/Km}$, a figura nos mostra que para uma $BER \leq 10^{-9}$, o comprimento do enlace seria de $29,2\text{ Km}$, o que está acima dos 20 Km de distância mínima especificada pela recomendação ITU para normas GPON. Deve ser lembrado que nestes ensaios foi levado em consideração apenas o fenômeno da atenuação, e a presença de outros fenômenos na fibra como a CD devem piorar estes resultados.

Este circuito também foi colocado em câmara térmica e verificou-se que, variando-se a temperatura entre 0°C e 60°C , a configuração funcionou corretamente (o comprimento de onda se manteve estável, contudo a potência de saída diminuiu 12 dB nesta faixa de temperatura). Estes resultados mostram que este RSOA é uma boa opção para ser utilizado em ONUs auto realimentadas, por ser um dispositivo de baixo custo (na versão TO) e não necessitar de controle externo de temperatura.

4.4 CONSIDERAÇÕES FINAIS DO CAPÍTULO

Neste capítulo foram ensaiadas e simuladas diversas configurações de ONUs incolores utilizando componentes de baixo custo.

Primeiramente foi simulada uma rede WDM-PON que utiliza ONUs incolores em sua configuração. Estas ONUs incolores foram simuladas com LEDs, DFBs e RSOAs. Também foi simulada a mesma rede WDM-PON utilizando lasers CW com moduladores externo (não se trata de uma ONU incolor, mas foi simulada apenas para efeito de comparação). Estas simulações mostraram que os DFBs e os RSOAs atendem as normas do ITU sobre as GPON (embora com resultados inferiores aos apresentados pelo laser CW). A opção LED mostrou nas simulações que não atende as mesmas normas, mas que com a aplicação de código FEC pode vir a atender, mesmo com taxas de até 1 *Gbps*. Um próximo passo será adquirir os LEDs comerciais e realizar os ensaios mostrados na simulação para verificar os resultados.

Foram ensaiadas ONUs incolores com os componentes de baixo custo (DFB, RSOA e FP). Um próximo passo será utilizar estas ONUs na mesma rede WDM-PON simulada, para verificação do desempenho dentro da rede e comparar com os resultados simulados.

Foram mostrados os resultados de ONUs com auto realimentação utilizando o FP-LD e o RSOA. Estas ONUs propõe uma nova configuração de realimentação interna, e utilizam componentes de baixo custo. Nas ONUs incolores ensaiadas, o processo de realimentação é feito totalmente dentro dela mesma, não requerendo um processo de realimentação externa. Assim, não são necessárias modificações na ODN, o que garante que novas atualizações possam continuar a existir dentro da rede.

5 AS REDES PONS E AS COMUNICAÇÕES SEM FIO

As redes de comunicações ópticas e as comunicações sem fio (*Wireless*) tem seguido até o presente momento caminhos diferentes e nas redes de acesso eram vistas como competidoras. Este conceito está mudando, pois a união das duas tecnologias está sendo vista como inevitável. As redes sem fio podem ser usadas como uma extensão das redes ópticas, onde as redes de acesso óptico podem ser utilizadas como fronthaul/backhaul (equipamentos responsáveis pela interface entre redes de acesso) para as redes sem fio existentes. Como em ambientes urbanos, as redes PONs já estão disponíveis, a convergência destas duas tecnologias trará benefícios, pois os custos podem ser compartilhados (NESSET, 2015). Após uma introdução as comunicações sem fio, a seção 5.4 mostra como uma ONU incolor pode ser utilizada em sistemas RoF utilizando um dispositivo de baixo custo (foi escolhido o RSOA).

5.1 COMUNICAÇÕES SEM FIO

As comunicações sem fio são outro modo de transmissão de dados em grande crescimento nos últimos anos, e consistem na propagação de ondas eletromagnéticas no espaço livre.

Atualmente o desenvolvimento de tecnologias de comunicações sem fio continua em um ritmo elevado, principalmente devido à globalização das comunicações móveis. De acordo com o ITU, em 2014 já havia cerca de 7,3 bilhões de usuários de celulares (<http://www.itu.int/ITU-D/ict/statistics>). O principal fator para o sucesso das comunicações sem fio é a mobilidade, permitindo que os usuários consigam se comunicar em qualquer lugar, sem necessitarem da existência de estruturas e pontos de acesso físicos fixos para a comunicação.

A divisão dos recursos nas redes de acesso local torna-se mais simples nas redes sem fio, pois é possível atribuir recursos aos usuários dinamicamente. Por exemplo, pode-se atribuir um canal de rádio a um determinado usuário, sendo que mais tarde esse mesmo canal pode ser utilizado por outro usuário. Nas redes com fio sempre existe um canal físico fixo (como por exemplo o cabo) para cada usuário, mesmo que este não esteja em serviço (KAMINOW *et al.*,

2008).

A utilização de redes sem fio apresenta algumas desvantagens em relação às redes com fio, principalmente em relação às redes ópticas, tais como (GOMES *et al.*, 2012):

- (i) A elevada atenuação das ondas eletromagnéticas no espaço livre quando se comunica com sinais de altas frequências. Esta atenuação aumenta com a frequência e com a distância. Conseqüentemente, conclui-se que quanto maior for a frequência menor será o alcance do sinal de rádio para a mesma potência de emissão;
- (ii) A degradação do sinal devido ao multipercurso. Em uma transmissão sem fio existem vários percursos possíveis para um único sinal de rádio. Assim no receptor ocorre uma interferência entre os vários componentes recebidos do sinal, que pode provocar uma degradação do sinal e assim irá diminuir a relação sinal-ruído (*Signal to Noise Ratio - SNR*);
- (iii) O ambiente de propagação é bastante variável e acaba agravando ainda mais o problema do multipercurso, pois impede que os sistemas possam compensar este efeito satisfatoriamente. Esta variação deve-se principalmente à mobilidade dos veículos e das pessoas, ao aparecimento de novas construções e às constantes variações climáticas;
- (iv) Como o espectro no espaço livre é compartilhado por vários sistemas, a cada sistema é atribuído uma banda fixa (determinado por entidades reguladoras). Assim, cada canal tem uma largura de banda limitada, de modo a não interferir com os canais vizinhos, o que leva a uma limitação de capacidade do próprio sistema.

Tecnologia de redes sem fio

O IEEE constitui uma associação de profissionais com o objetivo de estudar e criar padrões abertos de tecnologias, garantindo assim que estes padrões se tornem acessíveis aos diversos pesquisadores e fabricantes de dispositivos. O IEEE divide as redes sem fio em 4 grupos específicos: coberturas de área pessoal, de área local, de áreas metropolitanas e de área mundial. Conforme mostrado na Figura 88 (IEEE–WSZ, 2008), os critérios utilizados para a divisão desses grupos são: aplicação, alcance do sinal e largura de banda.

O primeiro grupo, *Wireless Personal Area Network (WPAN)*, define redes sem fio que possuem um alcance de cobertura de 10 metros, mas podendo chegar até 70 m, operando na frequência de 2,4 GHz. Estas redes são utilizadas para interconectar dispositivos que estejam fisicamente próximos. Suporta redes que não necessitam de altas taxas de transferência de dados (na ordem de 250 Kbps), de baixa latência e baixo consumo de energia (padrão IEEE 802.15.4).

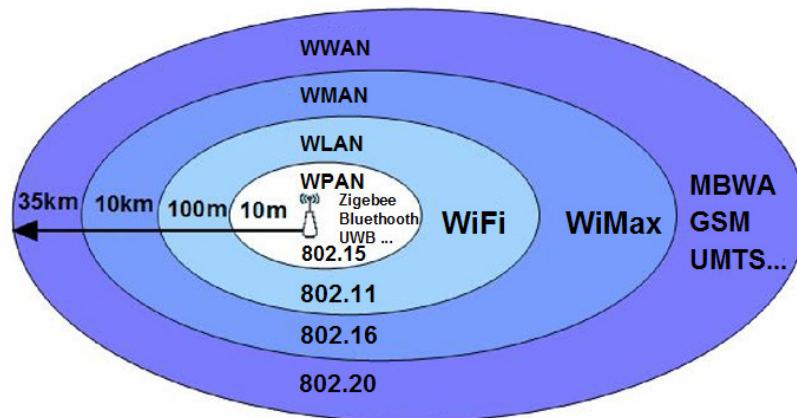


Figura 88: Divisão dos grupos de tecnologias de redes sem fio.

O segundo grupo, *Wireless Local Area Network* (WLAN), atende a uma abrangência de área de cobertura de aproximadamente 30 metros em áreas internas (*indoor*) e cerca de 100 metros em ambientes externos (*outdoor*), operando na faixa ISM na frequência de 2,4 GHz ou 5 GHz, e com taxas de dados de 1 a 2 Mbps (802.11), 11 e 54 Mbps (802.11a, 802.11b e 802.11g) e 600Mbps (802.11n).

O terceiro grupo, *Wireless Metropolitan Area Network* (WMAN), consiste em redes sem fio de alcance entre 30 e 40 km, nas frequências de 2,4 GHz, 5,4 GHz e 5,8 GHz e, com taxa de transmissão de 70 Mbps. Encontram-se em testes dispositivos WMAN com taxas de transmissão da ordem de Gbps (GOMES *et al.*, 2012).

Em 2001, o IEEE especificou o padrão 802.16 para atender às necessidades das WMANs, também conhecidas pelo nome comercial WiMax (*Worldwide Interoperability for Microwave*) (IEEE 802.16, 2004).

O quarto grupo, o *Wireless Wide Area Network* (WWAN), são redes sem fio que possibilitam a conexão de usuários e dispositivos a redes remotas públicas ou privadas que tenham abrangência de grande distância geográfica.

5.2 C-RAN

A rede de celular tradicional, é construída com muitas estações ERB (*Estação Rádio Base*). As ERBs são equipamentos que fazem a conexão entre os terminais móveis e a central telefônica, ou mais precisamente a Central de Comutação e Controle (CCC). ERB é a denominação dada em um sistema de telefonia celular para a Estação Fixa com a qual os terminais móveis se comunicam. Cada ERB cobre uma pequena área, enquanto que um

grupo de ERBs podem proporcionar uma cobertura sobre uma superfície contínua. Cada ERB processa e transmite o seu próprio sinal que vem e vai para o terminal móvel. A ERB precisa de refrigeração própria, transporte de sinal ao backhaul, bateria de backup, sistema de monitoramento e assim por diante. O espectro é partilhado entre as ERBs. A mesma frequência ou canal pode ser usado por duas ERB desde que não sejam vizinhas ou estejam isoladas uma das outras (GHEBRETENSAE *et al.*, 2012).

Os sistemas de celulares tradicionais têm limitações importantes. A primeira é que cada ERB tem um alto custo para ser construída e para operar. A segunda limitação é quanto mais ERBs são adicionadas ao sistema para aumentar a capacidade, a interferência entre elas torna-se crítica, pois existirão, pelo menos, duas ERBs próximas uma da outra usando a mesma frequência ou canal. Um fato a ser lembrado é que os usuários de dispositivos móveis estão sempre se movendo de lugar, causando assim um grande fluxo de dados em certas regiões ou em certos momentos. O tráfego de cada ERB é muito flutuante ao longo do dia embora a taxa média de utilização individual seja muito baixa. Devido as limitações do sistema, esta disponibilidade de recursos de processamento não pode ser compartilhada com outras ERB. Assim, todas as ERBs devem ser projetadas para lidar com o máximo tráfego esperado, não importando o tamanho do tráfego médio. Isso faz com que exista uma grande quantidade de desperdício de capacidade e recursos de processamento (BOCK *et al.*, 2013) (PIZZINAT *et al.*, 2015).

A convergência das redes transporte fixas com base em uma infra-estrutura óptica de alta velocidade e as comunicações *wireless* tem sido vista como uma tendência para as futuras redes de acesso. As questões sobre a crescente complexidade das ERBs tais como a necessidade de refrigeração, e as dificuldades na aquisição de lugares para implantação das torres, tem levado a repensar o conceito de celular, cujas principais tendências estão atualmente convergindo para as C-RAN (*Cloud-Radio Access Network*) (CHEN, 2014) (CHECKO *et al.*, 2015).

A C-RAN é um projeto de pesquisa iniciado pelo CMRI (*Center for Mobile Research & Innovation's*) para a implantação de uma rede de acesso por rádio (RAN - Radio Access Network). A C-RAN tem várias definições, mas essencialmente é uma arquitetura de rede onde várias ERBs ou RUs, com complexidade reduzida, estão ligadas a uma unidade central (CU) através de uma rede óptica com requisitos definidos quanto a capacidade de transmissão, latência e estabilidade. Atualmente existe uma pesquisa intensa para especificação dos equipamentos que fazem a interface entre as ERBs e as redes ópticas (*fronthaul*) (MONTEIRO *et al.*, 2015).

A Figura 89 mostra uma rede C-RAN. Nota-se que a implantação é centralizada, o rádio é colaborativo e a computação é feita em nuvem em tempo real.

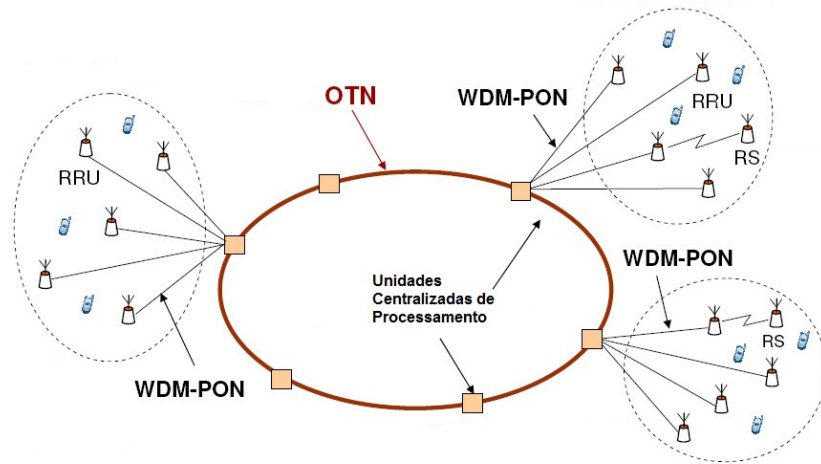


Figura 89: Cloud RAN.

Fonte: Adaptado de <<http://www.telecom-cloud.net>>

Nas C-RAN as ERBs se transformam em unidades de rádio remotas (*Remote Radio Unit* - RU). Estas RUs são mais simples, pois agora a maior parte do processamento é feita na CS. A C-RAN reduz as despesas operacionais e simplifica o processo de implantação. Ao centralizar todos os componentes eletrônicos ativos em um único local (também conhecido como Central Station - CS), despesas como energia elétrica, custos imobiliários e de segurança são minimizados. Como são mais simples e menores, as RUs podem ser montadas em interiores, postes, laterais de edifícios ou em qualquer lugar que possua uma fonte de potência elétrica e uma ligação da banda larga. Como o processamento é feito em nuvem, e existe cooperação entre as diversas RUs, o sistema torna-se uma matriz de antenas inteligentes que utilizam a técnica de Rádio Sobre Fibra (*Radio Over Fiber* - RoF) (MONTEIRO *et al.*, 2015).

5.3 RÁDIO SOBRE FIBRA

A tecnologia de Rádio Sobre Fibra RoF (*Radio Over Fiber*) é uma tecnologia que permite a transmissão de sinais de rádio frequência (*Radio-Frequency* - RF) utilizando a fibra óptica, permitindo a combinação das redes sem fios e das redes ópticas, especialmente as redes PONs. Esta combinação permite tirar partido das vantagens dos dois sistemas, obtendo-se assim um sistema com elevada largura de banda, baixa atenuação e elevada mobilidade.

A utilização de RoF permite ainda a otimização das estações rádio base (*Radio Base Stations* - ERB), que passam a ser compostas por estações centrais de processamento (*Central Station* - CS) e por unidades remotas (*Remote Units* - RU), ligadas por fibra óptica. Na Figura 90 é apresentado um sistema RoF simplificado.

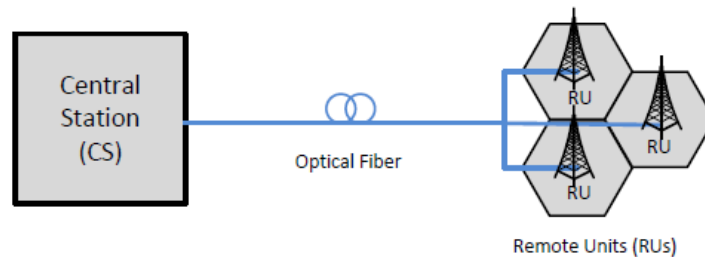


Figura 90: Sistema RoF simplificado.

Arquitetura

Um sistema RoF é composto por uma CS e uma ou várias RUs que cobrem uma determinada área geográfica. No sentido de descida dos dados, a CS realiza a multiplexagem, modulação e todo o processamento do sinal que será enviado para a RU. No sentido de subida dos dados, a CS realiza o processo contrário, ou seja, a demultiplexagem e a demodulação do sinal recebido da RU. Esta centralização do processamento simplifica as RUs, que na descida dos dados efetuam-se apenas funções opto-eletrônicas (*Opto-Electronics* - O-E) para a conversão dos sinais ópticos em sinais elétricos, sendo então os sinais amplificados e irradiados pela antena. Na subida dos dados, os sinais elétricos que chegam à antena, vindos das estações móveis (*Mobile Station* - MS), têm de ser convertidos para ópticos através de um conversor eletro-óptico (*Electro-Optic* - E-O), para serem transmitidos pela fibra óptica para a CS.

O método mais utilizado para transportar sinais RF sobre portadoras ópticas designa-se por Modulação de Intensidade com Detecção Direta (*Intensity Modulation with Direct Detection* - IM-DD). Neste método o sinal RF é utilizado para modular diretamente, em amplitude, um diodo laser ou um modulador externo, sendo o sinal óptico resultante transportado pela fibra óptica até à RU onde é recuperado por um fotodetector (um fotodiodo por exemplo). Na Figura 91 é apresentado um esquema simplificado de uma ligação RoF unidirecional.

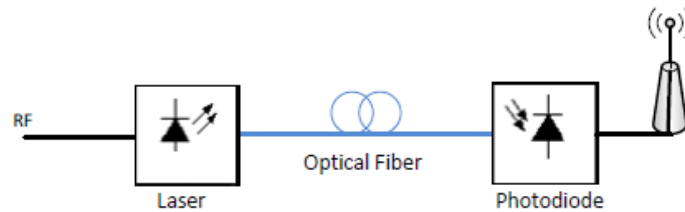


Figura 91: Ligação RoF unidirecional simplificada.

5.3.0.1 VANTAGENS DO SISTEMA ROF

Algumas das vantagens da utilização da tecnologia RoF estão relacionadas com a utilização da fibra óptica para transportar os sinais RF. No entanto, existem outras vantagens relacionadas com o processamento centralizado que é uma característica do RoF. Assim, as principais vantagens do RoF são: a baixa atenuação (entre $0,2 \text{ dB/km}$ e $0,5 \text{ dB/km}$ contra 458 dB/km para uma frequência de $2,4 \text{ GHz}$ em um cabo coaxial de 50Ω (RG-214)), grande largura de banda espectral, mobilidade de acesso, imunidade a interferências eletromagnéticas, fácil manutenção e instalação em relação aos sistemas convencionais, baixo consumo de potência (consequência de ter RUs com menos equipamentos), além de permitir uma alocação dinâmica dos recursos (KAMINOW *et al.*, 2008) (KAZOVSKY *et al.*, 2011).

5.3.0.2 LIMITAÇÕES DO ROF

Os sistemas RoF são fundamentalmente sistemas analógicos, podendo no entanto transmitir sinais digitais. Sendo um sistema analógico torna-se importante ter em conta o ruído e a distorção típica deste tipo de sistema, pois estas limitações minimizam a capacidade das transmissões ópticas.

As principais limitações dos sistemas RoF são devidas aos componentes ópticos (principalmente a fibra óptica). O sistema pode ser limitado pela atenuação e pela dispersão cromática para distâncias e também existe limitações devido ao ruído introduzido pela fonte óptica e pelo fotodíodo.

5.3.0.3 APLICAÇÕES DO ROF

Uma das principais aplicações para a utilização de RoF são os sistemas celulares com células de tamanho reduzido (por exemplo as micro, pico e nano células), favorecendo a divisão dos recursos e a respectiva centralização do processamento. O sistema RoF é também vantajoso

para tecnologias que aproveitem as vantagens da fibra óptica, como por exemplo tecnologias de banda larga e com frequências elevadas.

As aplicações que melhor reúnem estas condições são aplicações wireless indoor, redes móveis de banda larga (por exemplo as 3^a e 4^a gerações de celulares), redes de dados sem fios e redes de banda ultra larga (*Ultra WideBand* - UWB). As redes que dividem os recursos centralizados podem ter várias antenas remotas controladas por uma única CS, designando-se por Sistema de Antenas Distribuídas (*Distributed Antenna System* - DAS). O sistema RoF pode ser utilizado, devido ao tamanho reduzido das RUs, para reforçar a cobertura de redes sem fios pré-instaladas, em zonas de difícil cobertura (os túneis são um exemplo) onde seja necessário uma pequena célula e onde a instalação de um equipamento volumoso não seja viável. As redes PONs oferecem vantagens como meio de transporte dos sinais rádio, devido à transparência dos sistemas RoF, podendo ser enviados sinais de vários serviços no mesmo enlace além de não necessitarem da conversão dos sinais RF antes destes serem entregues ao usuário final.

Na Figura 92 é apresentado um cenário de aplicação de um sistema RoF com vários serviços em ambiente indoor. Neste exemplo existem varias aplicações como: serviço de televisão, serviço de celular, serviço de Internet Wireless e serviço de vídeo-vigilância, sobre uma única rede de RoF.

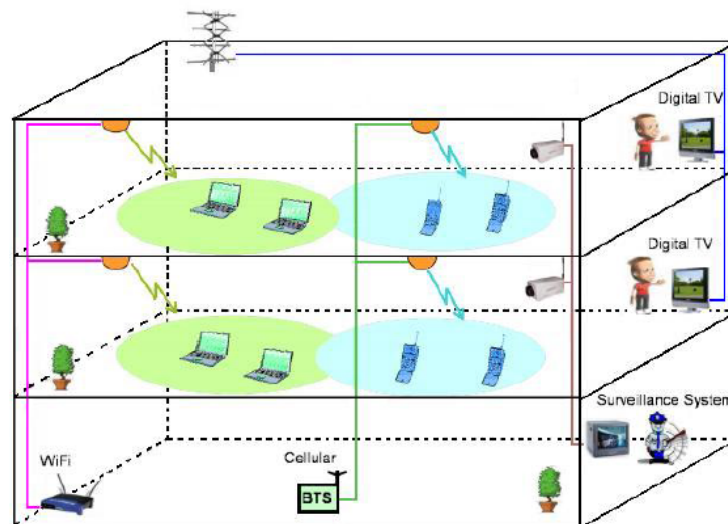


Figura 92: Cenário indoor com aplicação RoF.

Fonte: (KAZOVSKY *et al.*, 2011).

5.3.1 MULTIPLEXAGEM DE SUB-PORTADORA

Uma possível solução para diminuir os custos e deixar os sistemas RoF mais atrativos é realizar a translação da frequência RF com SCM (*sub-carrier multiplexing*), por ser uma técnica simples de ser implementada.

A multiplexagem SCM pode ser considerada uma técnica não só de multiplexagem mas também de modulação, dependendo se são transmitidos vários ou apenas um sinal RF sobre uma única portadora óptica.

A SCM como técnica de multiplexagem permite modular vários sinais elétricos em portadoras RF com frequências diferentes, designadas por sub-portadoras, antes de modularem a portadora óptica. Os vários sinais modulados em diferentes sub-portadoras podem ser designados por canais RF. Estes canais são somados, obtendo-se assim um sinal composto por vários canais RF multiplexados em frequência (FDM). Este sinal é então modulado na portadora óptica e transmitido na fibra óptica. Na recepção, o sinal é recebido por um fotodetector, demodulado e filtrado de modo a obter a informação de cada canal. Na Figura 93 é exemplificado um sistema de multiplexagem de sub-portadora.

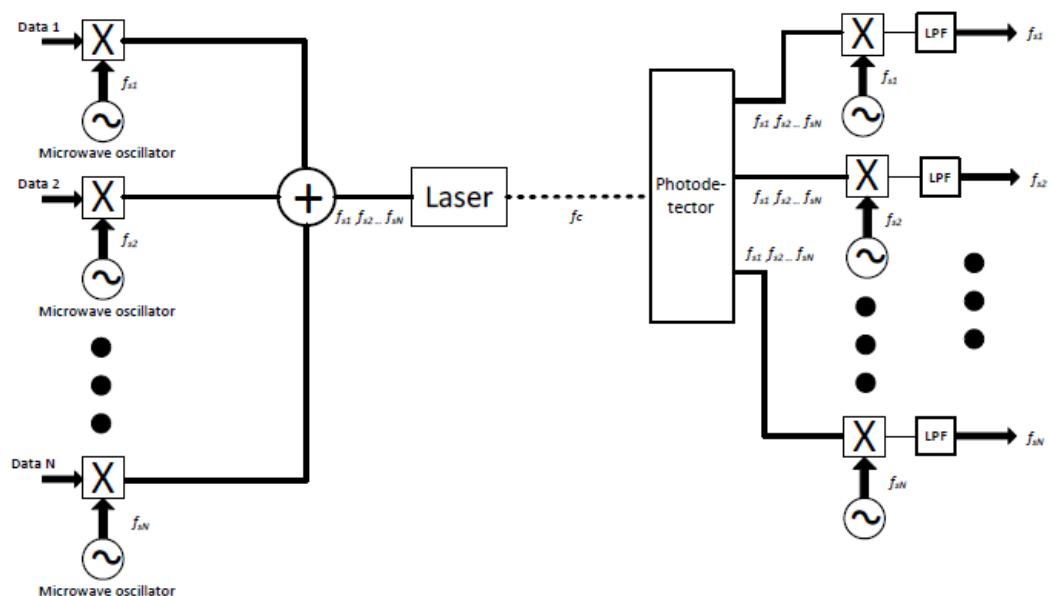


Figura 93: Multiplexagem de sub-portadora.

A SCM pode também ser utilizada como técnica de modulação, pois pode-se enviar apenas um sinal modulado em RF, passando este sinal a estar numa frequência adequada à transmissão por uma antena. Na Figura 94 está representada o esquema de modulação SCM (GOMES *et al.*, 2012).

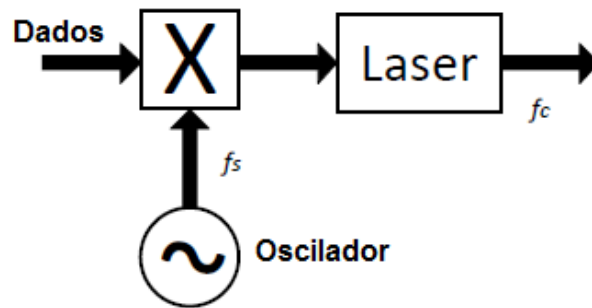


Figura 94: Modulação de sub-portadora.

O espectro óptico resultante da modulação de um sinal RF sobre uma portadora óptica consiste em três frequências principais. A frequência da portadora óptica (f_o), onde está centrado o espectro óptico, e duas frequências laterais ($f_o + f_R$) e ($f_o - f_R$), onde f_R é a frequência da portadora RF.

Na Figura 95 é apresentado um exemplo de uma ligação RoF utilizando SCM simulado no VPI, onde é transmitido um sinal RF com uma frequência de 10GHz sobre uma portadora óptica de 193.1THz . Na Figura 96 está representado o espectro óptico na saída do sistema, onde são visíveis as três frequências ópticas resultantes (TAN; PINCEMIN, 2009).

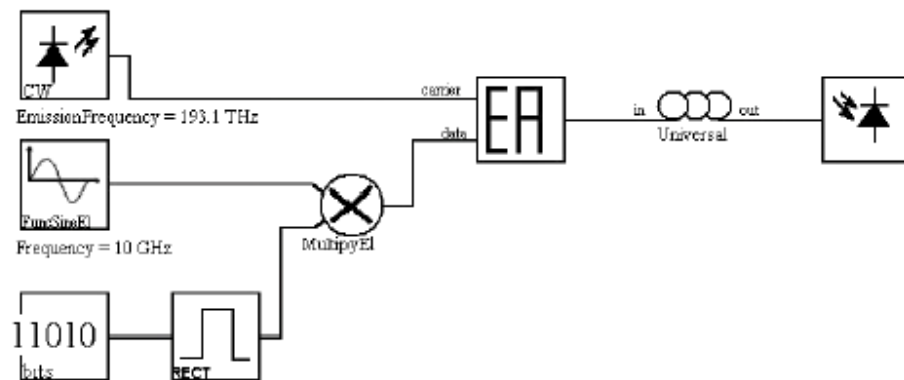
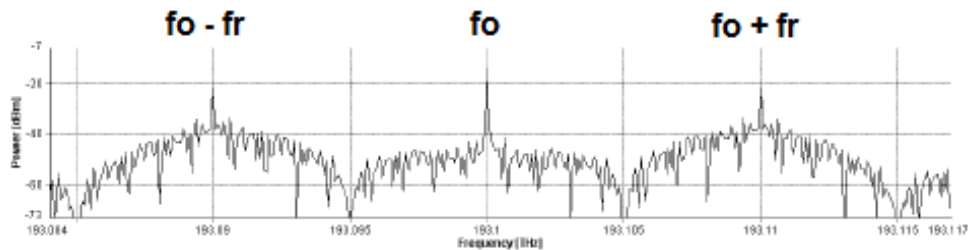


Figura 95: Esquema de uma ligação RoF utilizando SCM e modulação externa.

A utilização de SCM começou em sistemas de TV por cabo (*Cable Television ou Community Antenna Television - CATV*). A associação de SCM à técnica de WDM, deu origem aos sistemas híbridos SCM-WDM e permitiu assim um aumento significativo de capacidade e largura de banda (YUSOF *et al.*, 2003).

Vantagens da técnica SCM

A grande vantagem da utilização da técnica SCM como modulação em sistemas RoF



Espectro Óptico

Figura 96: Espectro óptico de um sinal RF modulado sobre uma portadora óptica.

é tornar possível o conceito de RoF de uma forma bastante simples. Basicamente o conceito de RoF é implementado com a utilização de SCM, onde qualquer sinal elétrico pode ser modulado com uma portadora RF e em seguida modulado numa portadora óptica.

Como multiplexagem óptica a grande vantagem de SCM é a possibilidade de transmitir vários sinais, sobre uma única portadora óptica, de uma forma transparente. Isto é, em uma única portadora óptica podem-se multiplexar sinais analógicos, digitais ou mesmo sinais com diferentes modulações. A multiplexagem e demultiplexagem do sinal RF é efetuada totalmente no domínio elétrico, diminuindo os custos dos sistemas ópticos.

Desvantagens e limitações da SCM

A grande desvantagem da utilização de SCM é o não aproveitamento da capacidade total da fibra óptica, principalmente a largura de banda. No entanto, tal como referido anteriormente, esta desvantagem deixa de existir quando se recorre aos sistemas SCM-WDM.

As limitações da utilização de SCM são a não-linearidade e o efeito de clipping. Em um sistema SCM, a fidelidade do sinal depende da linearidade da relação entre a potência óptica e a corrente elétrica. Existe uma corrente elétrica de polarização que define a potência óptica média. Assim, para manter uma potência óptica baixa, a corrente elétrica também deve ser baixa. Tal compromisso pode ser visualizado na Figura 97 (KAMINOW *et al.*, 2008).

A existência de produtos da intermodulação é uma limitação da técnica SCM. Tal como no efeito FWM, se forem utilizadas três frequências (f_i , f_j e f_k), serão gerados sinais nas frequências $f_i \pm f_j \pm f_k$, causando o efeito de diafonia. O aumento da potência óptica permite manter os produtos da intermodulação baixos. Assim, os sistemas SCM necessitam que se utilizem lasers com boa linearidade (KAMINOW *et al.*, 2008).

O clipping é outra limitação da SCM que provoca uma distorção nos sinais. O efeito do clipping está representado na Figura 98. Como se pode verificar existe um corte do sinal

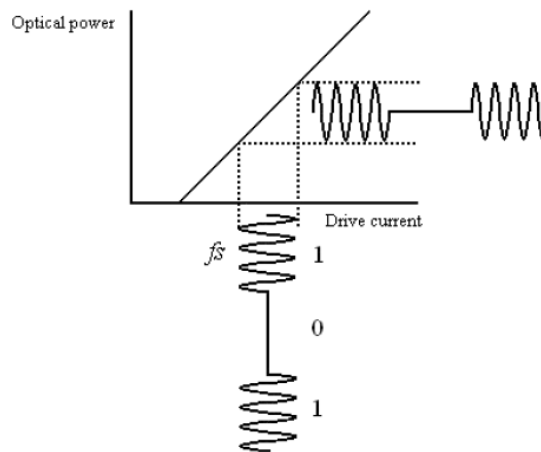


Figura 97: Linearidade entre a potência óptica e a corrente elétrica.

Fonte: (KAMINOW *et al.*, 2008).

quando a corrente elétrica desce abaixo de um determinado limiar. Nesse caso a potência óptica fica com valor zero (KAMINOW *et al.*, 2008).

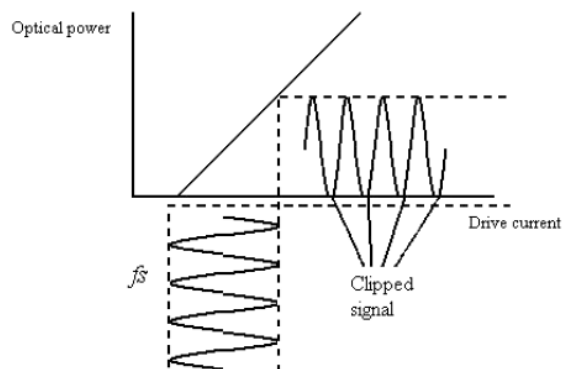


Figura 98: Efeito de clipping.

Fonte: (KAMINOW *et al.*, 2008).

Isto acontece quando são multiplexados vários sinais e estes se encontram em fase, aumentando assim a amplitude total e conseqüentemente a potência óptica. No entanto, para um número elevado de sinais multiplexados a probabilidade de estarem todos em fase é muito pequena.

5.3.1.1 MULTIPLEXAGEM POR DIVISÃO DE COMPRIMENTO DE ONDA

A multiplexagem WDM é outra técnica de multiplexagem, onde cada sinal elétrico é enviado sobre uma portadora óptica num determinado comprimento de onda. Esta técnica é equivalente ao FDM no domínio elétrico. A diferença entre o WDM e o SCM está no nível onde é feita a divisão de frequências. No SCM a divisão é efetuada ao nível elétrico e enviado sobre uma única portadora óptica, enquanto que no WDM a divisão é efetuada ao nível óptico, sendo utilizadas várias portadoras ópticas (GOMES *et al.*, 2012).

Vantagens do WDM

A utilização do WDM em sistemas RoF (WDM-RoF) vem aumentando de interesse com a crescente necessidade de capacidade e largura de banda das redes ópticas, principalmente se associada à técnica SCM (SCM-WDM). As redes WDM-RoF permitem ainda atribuir um determinado comprimento de onda a cada estação remota, facilitando a gestão da rede e permitindo a incorporação de novas estações remotas sem efetuar grandes alterações na rede. Esta vantagem torna a utilização do WDM extremamente vantajosa em ligações entre uma estação central e um elevado número de estações base (KAZOVSKY *et al.*, 2011). Na Figura 99 é apresentado um exemplo de uma arquitectura RoF utilizando WDM para a descida dos sinais.

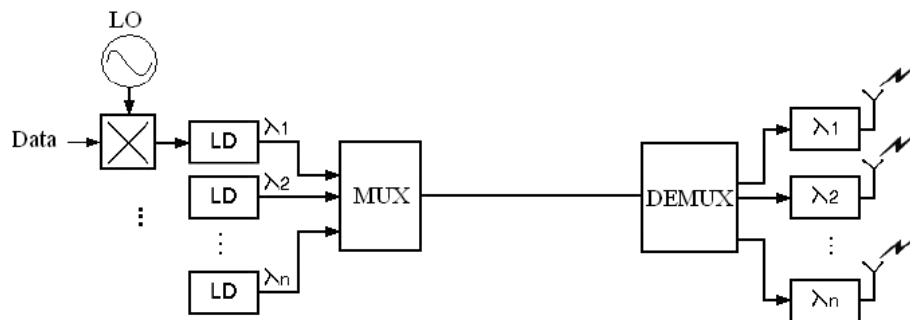


Figura 99: Exemplo de uma arquitectura WDM-RoF.

Fonte: (KAZOVSKY *et al.*, 2011).

Desvantagens do WDM

A utilização do WDM acarreta custos adicionais, pois como a multiplexagem é efetuada no nível óptico é necessária a introdução de AWGs no lugar dos divisores passivos ópticos dentro das redes PONs. No entanto, os principais custos adicionais são introduzidos pela geração das portadoras ópticas. Uma das formas de geração das portadoras ópticas mais simples

é a apresentada na figura 99, onde são utilizados vários lasers, um para cada comprimento de onda, o que torna o sistema dispendioso quando se necessita de muitos canais.

Outro aspecto a se ter em atenção em sistemas WDM-RoF, principalmente quando se associa SCM a WDM ou se utiliza DWDM, é o espaçamento entre as portadoras ópticas. Tal como referido anteriormente, ao se modular um sinal RF sobre uma portadora óptica são geradas frequências laterais junto com a frequência da portadora óptica. Assim, com a utilização de várias portadoras ópticas o espaçamento entre elas tem de ser garantido para que não haja interferência entre os sinais enviados. Na figura 100(a) é apresentado um exemplo de uma portadora RF de 60GHz , o que torna necessário um espaçamento maior que 120GHz . No entanto, na prática de modo a se utilizar comprimentos de onda para os quais existem componentes comerciais, o espaçamento mínimo passa a ser de 200GHz . Caso se opte por utilizar apenas uma banda lateral (Single Side Band - SSB), o espaçamento mínimo necessário passa a ser 100GHz , tal como apresentado na Figura 100(b) (KAZOVSKY *et al.*, 2011).

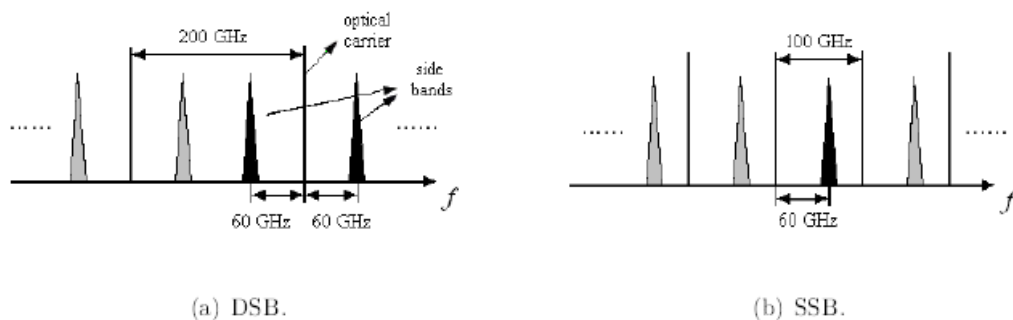


Figura 100: Espectro óptico DWDM-RoF.

Fonte: (KAZOVSKY *et al.*, 2011).

5.3.2 SISTEMAS ROF DIGITAIS

O processamento digital de sinais revolucionou os sistemas de comunicação modernos devido à sua maior flexibilidade e confiabilidade, robustez contra ruídos e capacidade de interligação com outros sistemas (OLIVEIRA *et al.*, 2014).

A transmissão de sinais digitais de rádio digitalizados D-RoF (*Digital Radio Over Fiber*) é mais vantajoso face ao RoF analógico, pois tem os benefícios do elevado desempenho dos sistemas digitais, da distribuição direta de sinais RF para a implementação de estações base mais simples do que no caso analógico e do uso das estruturas das redes metropolitanas (MAN) para servirem de rede de apoio (NIRMALATHAS *et al.*, 2009).

Uma das principais vantagens dos sistemas D-RoF é o fato de ser possível transmitir a distâncias superiores em comparação com os sistemas analógicos (GAMAGE *et al.*, 2009) (OLIVEIRA *et al.*, 2014).

Na técnica de D-RoF o sinal passa banda é digitalizado, e assim são necessários ADC (*Analogic Digital Converter*) e DAC (*Digital Analogic Converter*) para realizar as conversões de AD e DA. Nesta técnica as conversões analógico-digital e digital-analógico são realizadas nas estações base, permitindo que as funções dos receptores e transmissores sejam realizadas no domínio digital (YANG *et al.*, 2011). A arquitetura deste sistema está representada na Figura 101.

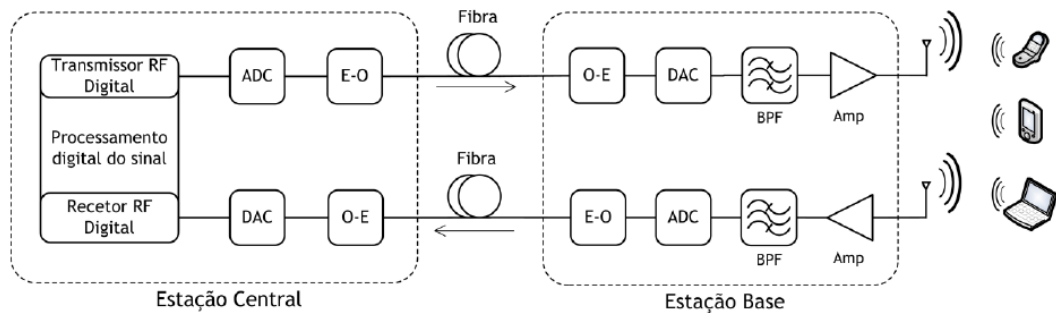


Figura 101: Sistema RoF digital.

Fonte: (KAZOVSKY *et al.*, 2011).

O desempenho dos ADCs é determinado principalmente pelos parâmetros: resolução (número de bits por amostra), relação sinal ruído (SNR), faixa dinâmica sem espúrios (SFDR) e dissipação de potência. Os parâmetros SNR e SFDR são os mais importantes no desempenho de aplicações com frequências elevadas.

O SFDR é a relação entre a amplitude do sinal fundamental e o maior espúrio na banda de interesse. O espectro do ruído contém contribuições provenientes do ruído de quantização, do circuito, da incerteza e da ambiguidade do comparador (GOMES *et al.*, 2012).

O erro de quantização, Q , é a diferença entre o sinal analógico e o sinal digital amostrado. Este é o bit menos significativo (LSB) da representação binária, dada por

$$Q = \frac{V_{FS}}{2^N} \quad (16)$$

A função do erro de quantização durante um intervalo de amostragem é definida pela equação 17 e o valor eficaz da potência do ruído pela equação 18.

$$e(t) = Q \left(\frac{t}{T} - \frac{1}{2} \right) \quad (17)$$

$$NP_o(rms) = \sqrt{\frac{\int_0^T [e(t)]^2 dt}{Q}} = \frac{Q}{12} \quad (18)$$

O SNR é dado pela equação 19 e o número efetivo de bits (ENOB) é dado pela equação 20 (GOMES *et al.*, 2012).

$$SNR(dB) = 20 \log_{10} \left(\frac{V_{FS}(rms)}{NP_o(rms)} \right) = 6,02N + 1,76dB \quad (19)$$

$$ENOB = \frac{SFDR(dB_c)}{6,02} \quad (20)$$

Os sistemas D-RoF podem também usar ADCs elétricos (EADC), em que o sinal elétrico RF é digitalizado aplicando o teorema de Nyquist ou de amostragem passa banda. O sinal digital obtido é usado para modular a intensidade de uma portadora óptica, usando a técnica de modulação direta ou através de um modulador eletro-óptico externo. A portadora óptica modulada é depois transmitida através da fibra óptica. Na estação base o sinal óptico é detectado por um fotodíodo e convertido para o domínio elétrico, a conversão para o domínio analógico é realizada por um EDAC. Em seguida, o sinal elétrico analógico é usado para alimentar as antenas transmissoras. No entanto, os EDACs apresentam alguns problemas, como a incerteza no instante de amostragem do relógio, tempo de estabelecimento do circuito *sample and hold*, velocidade dos comparadores, variações nos limiares dos transístores e valores dos componentes passivos. Os EADCs são também fortemente limitados no seu desempenho pelas altas frequências (ABDOLLAHI *et al.*, 2014).

As principais fontes de degradação dos sinais nos ADCs são o ruído de quantização, o ruído de *jitter* (incerteza no instante de amostragem) e o ruído fora da banda devido a *aliasing*, já os DACs são afetados pelo ruído de *jitter*. No sistema de transmissão em fibra verifica-se como fontes de degradação o ruído dos receptores ópticos, o ruído RIN dos lasers e a limitada razão de extinção dos lasers modulados diretamente (ABDOLLAHI *et al.*, 2014).

5.4 ONU INCOLOR PARA SER UTILIZADA EM SISTEMAS DE ROF

Nesta seção são mostrados os resultados do desempenho de uma ONU incolor para ser utilizada em sistemas RoF. São comparados os resultados da utilização do RSOA versus laser

CW com modulação externa.

Como já foi visto nas seções anteriores, as redes C-RAN são essencialmente formadas por ERBs (com complexidade reduzidas), que são ligadas a uma unidade central utilizando equipamentos chamados *fronthaul*. Estes equipamentos devem possuir alta capacidade de transmissão, baixa latência e baixo *jitter*. Estas exigências tornam o projeto destes equipamentos muito complexo. No ambiente das NGPON, estes equipamentos terão uma posição muito significativa no mercado de telecomunicações, e são atualmente objeto de intensa pesquisa (CHEN, 2014). Com este cenário em mente, a seguir é mostrado um Modem flexível que utiliza modulação SCM (*Single Carrier Modulation*) com uma grande eficiência espectral e que serve de fronthaul para emprego em redes do tipo C-RAN. Primeiramente utilizando um laser sintonizável com modulador externo (solução de alto custo) e depois utilizando o RSOA (solução de baixo custo).

5.4.1 MODEM UTILIZANDO LASER SINTONIZÁVEL COM MODULADOR EXTERNO

Arquitetura

A Figura 102 mostra o diagrama de blocos da solução proposta em (JULIAO *et al.*, 2015), onde é destacada a transmissão da ONU para a OLT. Os módulos de processamento dos pacotes (*packet processing modules*) são responsáveis pela função de demultiplexar/multiplexar os pacotes entre o enlace de dados e os vários Modems SCM. A solução SCM é uma excelente escolha em termos de custo, principalmente por ser simples de se implementar (BUSSET *et al.*, 2013). Cada modem é implementado em uma placa da Xilinx modelo MWR1024RS IP core (XILINX, 2013) e é responsável pela modulação e pela demodulação do sinal em banda base. A conversão digital para cima (DUC, The Digital Up-Conversion) transforma o sinal que está em banda base para uma frequência intermediária (IF, Intermediate Frequency), enquanto a conversão digital para baixo (DDC, Digital Down-Conversion) realiza o processo inverso. Estes dois módulos juntos fazem com que o sistema tenha uma grande flexibilidade em termos de ajuste da modulação, largura de banda e frequências das sub-portadoras.

A interface entre os domínios digital e analógico é realizada por um Conversor de Digital para Analógico (*Digital to Analog Converter* -DAC) e um conversor de Analógico para Digital (*Analog to Digital Converter* - ADC). O sinal passa por um filtro passa-baixa que retira os sinais indesejáveis (acima de 1GHz) e um balun ativo fornece a tensão diferencial que o modulador Mach-Zehnder necessita. Como laser CW para utilizar junto com o modulador externo foi utilizado um laser do tipo ECL que gera um sinal com potência de até 13dBm e que cobre toda a banda C do espectro. A potência óptica de saída deste laser é ajustada de acordo

com a potência óptica desejada na recepção (receptor PIN). Nota-se que se trata de uma solução de alto custo, pois para se conseguir a ONU incolor é necessário um laser ajustável junto com modulação externa. Nos ensaios são utilizados dois enlaces de fibra SSMF (20km ou 30km). O Atenuador Óptico Variável (*Variable Optical Attenuator* - VOA) evita que o nível máximo de potência no conversor Óptico/Elétrico (O/E converter) seja ultrapassado. O sinal é amplificado e ajustado para um nível correto na entrada do ADC a fim de evitar as distorções causadas pelo amplificador elétrico e pelos dois atenuadores elétricos variáveis (*variable electrical attenuators* - VEA) que estão localizados na entrada e na saída do amplificador.

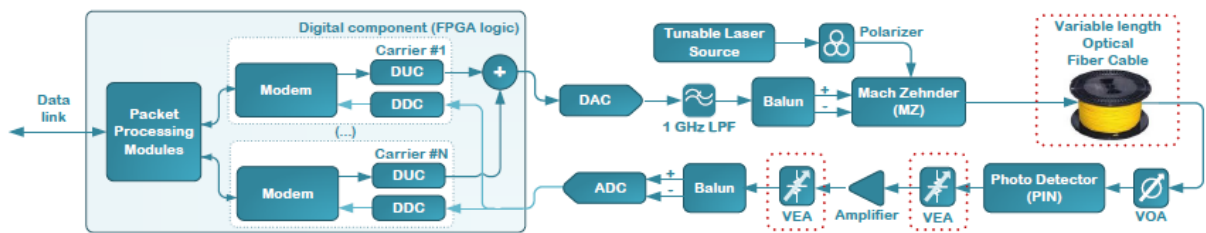


Figura 102: Diagrama de Blocos do Modem proposto em (JULIAO et al., 2015).

Implementação

Os componentes digitais, incluindo os modems, DUC e DDC, são implementados em uma FPGA (*Field Programmable Gate Array*). A configuração proposta do tipo SCM tem a capacidade de agregar diversas portadoras para os canais. O tipo e ordem de modulação pode variar desde QPSK até 1024QAM.

Para os ensaios, as frequências centrais dos canais foram ajustadas para 396 MHz, 508 MHz, 620 MHz e 732 MHz, respectivamente, e sem a adição da banda de guarda. O modem MWR1024RS utiliza uma pré-distorção adaptativa de forma a aumentar a linearidade do enlace de RoF, e assim reduziro as distorções do tipo AM-AM e AM-PM. A pré-distorção trabalha em um laço fechado com o estimador de distorção que fica no receptor remoto (demodulador), de modo similar ao realizado em (LASHKARIAN; DICK, November 2004). O demodulador retorna para o transmissor a estimacão da distorção, assim é feita uma correção adaptativa automática (XILINX, 2013). Portanto, como são necessários muitos recursos de DSP para implementar o Modem, a FPGA escolhida foi a Virtex7 VC707 pois esta provê conectores do tipo FMC que permitem uma montagem rápida e fácil em uma bancada. O DAC escolhido foi o da Analog Devices, AD9739A, que provê 14-bit de resolução e 2.5 GSPS de taxa de amostragem, e é capaz de sintetizar sinais de banda larga desde DC até 3 GHz. O ADC escolhido é da Texas Instruments, ADC12D1600RF, com 12-bit de resolução e 3.2 GHz de taxa máxima de amostragem, suportando uma largura de banda na sua entrada de até 2.7 GHz.

Resultados Experimentais

A Figura 103 mostra o espectro medido na OLT para o melhor resultado encontrado (quatro canais e QAM1024). Pode-se observar que a amplitude de sinal em cada banda permanece constante devido a grande largura de banda do Mach-Zehnder, ADC, DAC e outros componentes empregados. Por esta razão todos os quatro canais apresentam um desempenho semelhante. Um outro detalhe a ser observado neste espectro é o aparecimento de um nível de potência próximo ao lado esquerdo do primeiro canal SCM, que é devido a portadora óptica. Este fato requer uma banda mínima entre o primeiro canal e a portadora óptica. Foi deixada uma banda de guarda inicial de 340MHz.

Um outro detalhe a ser notado é que mesmo após percorrer 20km do enlace de fibra óptica, os efeitos da dispersão cromática não são visíveis.

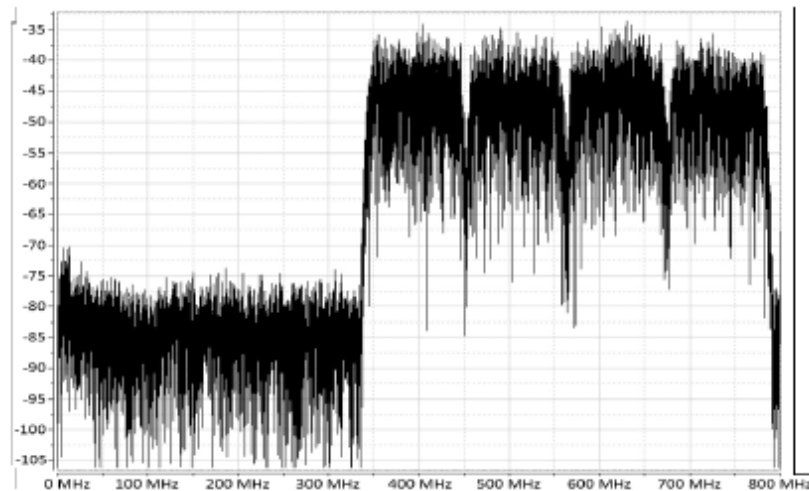


Figura 103: Espectro de quatro canais modulados em QAM1024, capturado pelo software de aplicação do ADC, TI Wavevision.

Para o mesmo ensaio da Figura 103, a Figura 104 mostra o diagrama de constelação do pior canal medido (732 MHz).

Os resultados das figuras 103 e 104 são obtidos para conseguir-se uma $BER \leq 10^{-3}$ (neste limite da BER, com a ajuda do FEC na recepção ainda é possível recuperar todos os dados enviados) e a potência óptica recebida deve ser maior que -4 dBm . Supondo que este Modem seria utilizado em uma rede WDM-PON ($\approx 10 \text{ dBm}$ de perdas de inserção), e que as perdas no Mach-Zehnder e no controlador de polarização (PC) sejam $\approx 5 \text{ dBm}$, a potência de saída do laser sintonizável deve estar próxima dos $+11 \text{ dBm}$. Como este laser precisa ter uma alta potência de saída, ser sintonizável e ser ligado a um modulador externo junto com um controlador de polarização, o alto custo destes dispositivos inviabiliza o projeto deste Modem.

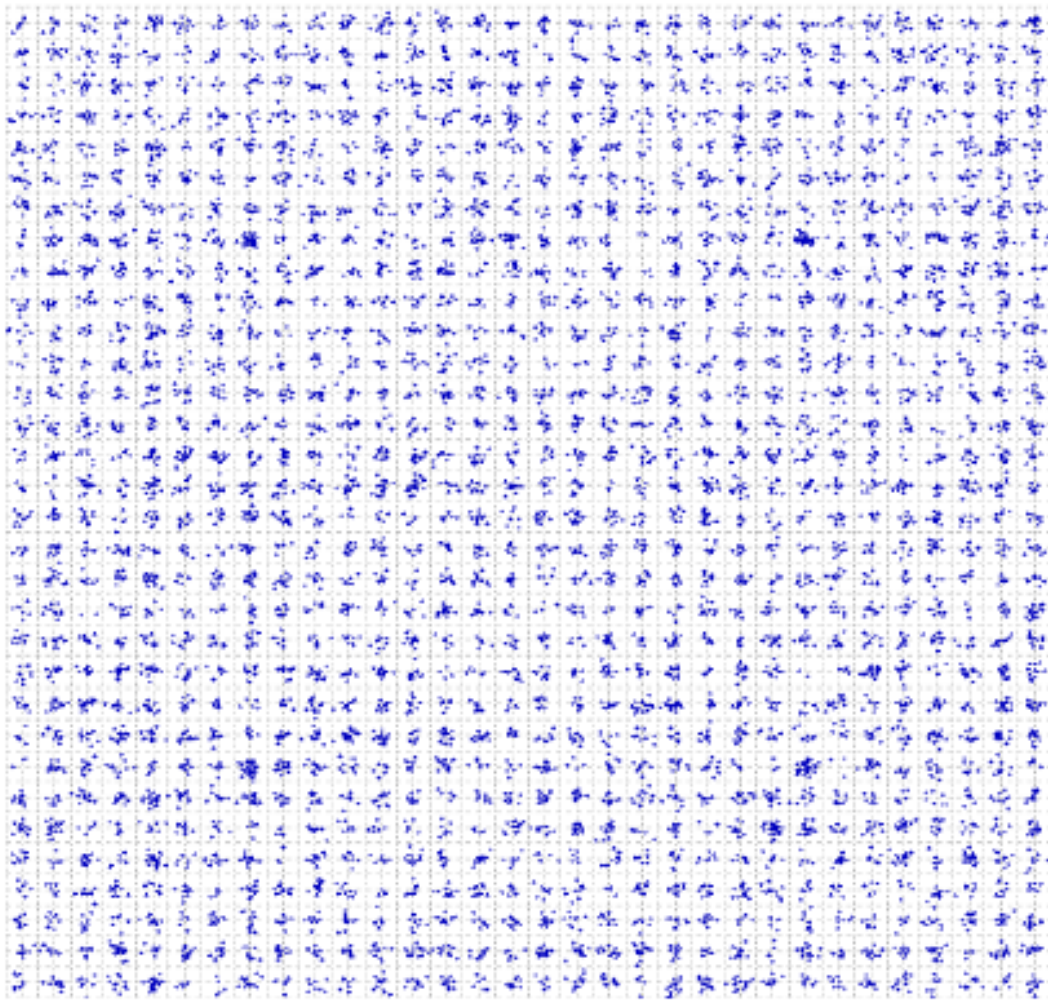


Figura 104: Constelação recebida na OLT para modulação QAM1024, considerando 20Km de fibra SSMF.

5.4.2 MODEM UTILIZANDO RSOA

Apesar dos bons resultados encontrados (Capacidade de 3,6 Gbps baseada em quatro subportadoras com modulação de até 1024-QAM para transmissão de sinais tipo D-RoF, com um alcance de até 30 km), a principal desvantagem deste Modem se refere ao seu alto custo, pois utiliza um laser sintonizável do tipo ECL como fonte óptica e um modulador externo MZM. Partindo-se desta solução, nesta tese é proposta uma solução alternativa de forma a reduzir drasticamente os custos. Esta solução utiliza a detecção direta de um RSOA com encapsulamento TO (sem controle de temperatura e, portanto de baixo custo). Como resultado foi ensaiada uma ONU incolor de baixo custo para ser utilizada em sistema RoF, e que possa ser utilizada como fronthaul em redes C-RAN. Embora o uso de RSOAs tenha sido demonstrado em diversos sistemas de transmissão (BRUNERO *et al.*, 2015; SALIOU *et al.*, 2015; FENG *et al.*, 2015), pelo conhecimento do autor, esta é a primeira vez que o RSOA é

implementado e testado em um Modem real que tem a capacidade de transmitir sinais em SCM com ordens de modulação chegando a 1024 (SEIMETZ, 2009) (WINZER; ESSIAMBRE, 2006) (NAKAMURA; KAMIO, 2009)(ZHAO *et al.*, 2010b).

Arquitetura

A Figura 105 mostra o diagrama de blocos da solução proposta, onde é destacada a transmissão da ONU para a OLT. Os módulos de processamento dos pacotes (*packet processing modules*) são responsáveis pela função de demultiplexar/multiplexar os pacotes entre o enlace de dados e os vários Modems SCM. A placa da Xilinx modelo MWR1024RS IP core (XILINX, 2013), o ADC e o DAC são os mesmos utilizados na seção anterior.

A interface entre os domínios digital e analógico é realizada pelos dispositivos DAC e ADC. O sinal passa por um filtro passa-baixa que retira os sinais indesejáveis (acima de 1GHz) e vai para o TO-RSOA. O sinal semente do RSOA foi gerado por um laser do tipo ECL nos ensaios realizados, que gera um sinal com potência de até 13dBm e que cobre toda a banda C do espectro. Este sinal semente vem da OLT e entra na ONU através de um circulador óptico. Foram utilizados dois enlaces de fibra SSMF com um comprimento total de 21400m . O Atenuador Óptico Variável (*Variable Optical Attenuator - VOA*) evita que o nível máximo de potência no conversor Óptico/Elétrico (O/E converter) seja ultrapassado. O sinal é amplificado e ajustado para um nível correto na entrada do ADC a fim de evitar as distorções causadas pelo amplificador elétrico e pelos dois atenuadores elétricos variáveis (*variable electrical attenuators - VEA*) que estão localizados na entrada e na saída do amplificador.

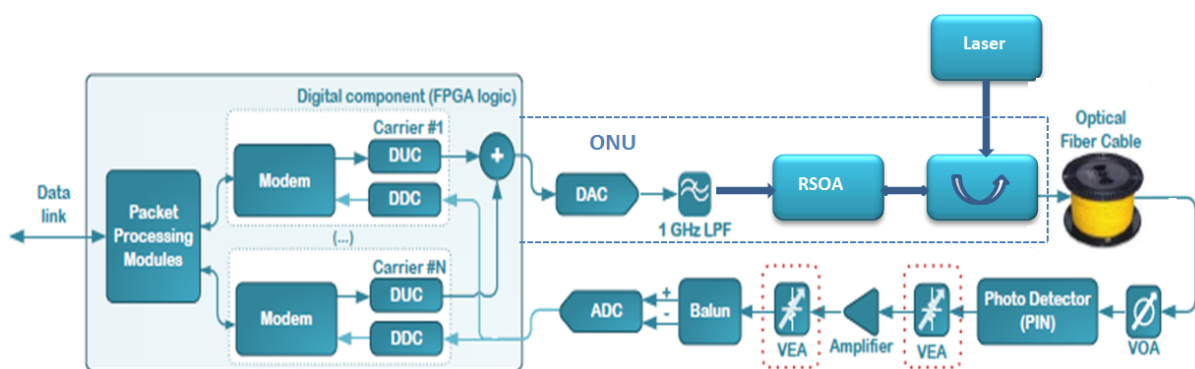


Figura 105: Diagrama de Blocos do Modem proposto.

Implementação

Os componentes digitais, incluindo os modems, DUC e DDC, são implementados em uma FPGA (*Field Programmable Gate Array*). A configuração proposta do tipo SCM tem a capacidade de agregar diversas portadoras para os canais, onde a largura de banda de cada

subportadora pode ser ajustada desde 5 MHz até 112 MHz e o tipo e ordem de modulação pode variar desde QPSK até 1024QAM. O ETSI (*European Telecommunications Standards Institute*) recomenda alguns valores para a largura de banda de canais em transmissão RoF, e estes valores situam-se entre 5 MHz até 112 MHz.

Para os ensaios, as frequências centrais dos canais foram ajustadas para 112 MHz, 224 MHz, 336 MHz e 448 MHz, respectivamente, e sem a adição da banda de guarda.

Foram realizadas diversas medidas de taxa de erro de bit (*Bit Error Rate* - BER), sem a utilização de FEC, para se ter uma avaliação do desempenho do sistema. Assim, é possível obter esta limitação do desempenho do canal sem emprego do algoritmo de correção de erros. O FEC escolhido para este Modem foi o Reed Solomom (RS) 228/252.

O RSOA escolhido foi o modelo sem refrigeração (encapsulamento TO) de baixo custo da Kamelian (modelo 18-TO-C-FA). Este modelo tem um ganho nominal de 18 dB pois é fabricado com uma cavidade longa (600 μm). Estes RSOAs operam nas bandas C/L e podem ser usados em aplicações do tipo PtP WDM DS/US NGPON2 (desde 1524 até 1625 nm). A corrente de polarização (Ibias) aplicada ao dispositivo foi gerada por um controlador de corrente e ajustado em 50 mA. De forma a aumentar a largura de banda do RSOA, e assim melhorar a resposta em frequência, de forma que responda até 700 MHz com uma atenuação máxima de 3 dB, o RSOA foi equalizado eletricamente utilizando um filtro passa alta do tipo Butterworth de um polo com uma constante de tempo de 0.39 μs .

A potência óptica na entrada do RSOA (sinal semente) foi ajustada em -20 dBm, o que faz com que o ganho seja de 18 dB aproximadamente. Assim, o nível de potência óptica na saída do RSOA é de -2 dBm e como o circulador óptico apresenta uma perda de inserção de 3 dB, o nível de potência óptica na saída da ONU é de -5 dBm. A atenuação medida do enlace de fibra SSMF empregado (21400 metros) é de 8,4 dB. Assim, a atenuação do VOA foi ajustada em 1,6 dB para que junto com as perdas do enlace de fibra óptica chegassem a 10 dB, deste modo simulando um enlace de subida de dados de uma rede PON. Com estes ajustes, a potência medida do sinal na entrada da OLT (receptor PIN) foi de -15 dBm.

Resultados de Simulação

A plataforma de software VPITM 9.1 (VPIPHOTONICS, 2011) foi empregada nas simulações. A Figura 106 mostra o modelo simplificado utilizado nas simulações.

A informação é transmitida da ONU para a OLT passando pelo enlace óptico (ODN). Um laser CW é colocado na OLT (simulando o laser ECL utilizado nos ensaios), e sua saída óptica é mandada para a ONU passando pelo enlace de fibra SSMF (21,4 km). Ao chegar

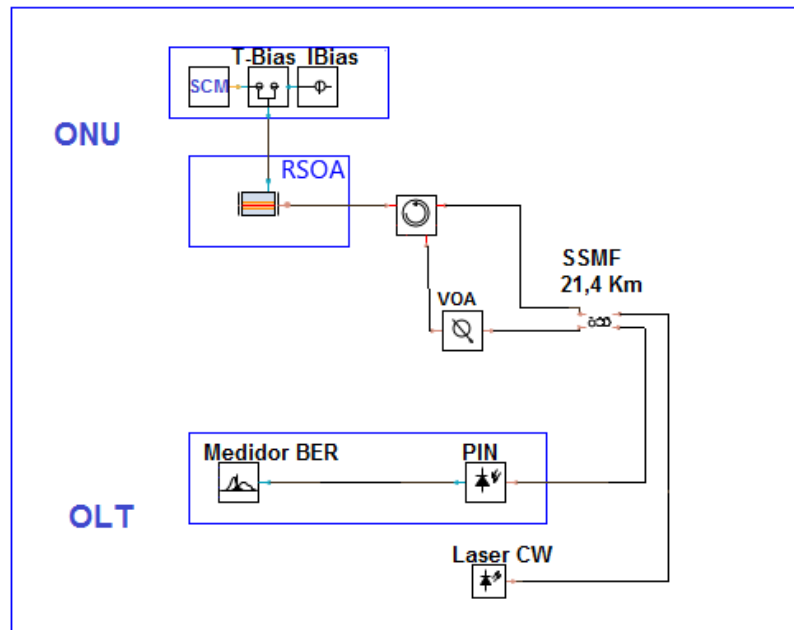


Figura 106: Modelo Simplificado usado no VPI para o fronthaul.

na ONU, este comprimento de onda passa por um circulator e vai para a entrada do RSOA (formando o sinal semente). Na entrada do RSOA este sinal foi ajustado em -15 dBm. O sinal semente é amplificado e modulado com sinal de subida dos dados pelo RSOA, e enviado novamente para a OLT. A Figura 107 mostra 4 canais modulados em SCM com largura de banda de 112 MHz sendo recebidos na entrada da OLT.

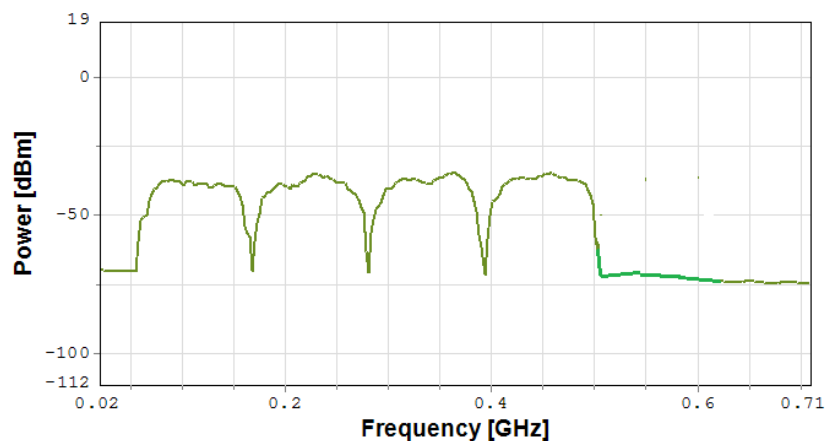


Figura 107: Canais modulados em SCM sendo recebidos na OLT

Comparando esta curva com a encontrada nos resultados experimentais (figura 108), observa-se que a curva da simulação é plana (ou seja, o nível de potência do primeiro e do quarto canal mostrados é o mesmo, o que não ocorre na prática, onde existe uma leve atenuação na potência dos canais a medida que a frequência aumenta), e este fato faz com que a simulação

produza resultados melhores. A figura 110 mostra que para 4 canais usando 64QAM, na simulação poderia ser utilizado uma largura de banda de até 39 MHz por canal, mas nos ensaios a largura de banda máxima encontrada foi de 32 MHz. Quanto menos canais, os resultados de simulação e os experimentais ficam mais próximos.

Resultados Experimentais

Na configuração empregada, o número máximo de subportadoras depende principalmente da largura de banda de cada subportadora, da banda de guarda entre as subportadoras e também da própria largura de banda do RSOA. O DAC e o ADC possuem uma largura de banda muito maior que a do RSOA, portando não são um fator limitante neste aspecto. Para quatro canais SCM com uma largura de banda de 112MHz cada um, as seguintes frequências das subportadoras foram utilizadas: 112 MHz; 224 MHz; 336 MHz e 448 MHz. A resposta em frequência do RSOA é próxima aos 700 MHz. Foi escolhido um gerador PRBS com extensão de $2^{23} - 1$ para transmitir o sinal de subida dos dados. Um PRBS diferente foi colocado em cada canal SCM.

Para a realização dos ensaios, foram considerados os seguintes critérios:

- (i) Como o FEC utilizado só consegue recuperar os dados quando a BER é menor que 10^{-3} , então este foi o valor limite adotado;
- (ii) Os testes sempre começavam com o formato de modulação mais alto (QAM1024). Entretanto, se a BER medida ficasse acima de 10^{-3} , o número de símbolos era diminuído e os ensaios eram refeitos, até que o limite da BER fosse respeitado;
- (iii) Os ensaios começaram usando apenas um canal (frequência central em 112 MHz), depois dois (112 MHz and 224 MHz), três (112 MHz, 224 MHz e 336 MHz) e, finalmente, quatro canais multiplexados em SCM;
- (iv) Em cada ensaio o mesmo número de símbolos para um formato de modulação era empregado em todos os canais. Se o resultado obtido em um dos canais não respeitasse o limite da BER (normalmente o canal de frequência de subportadora mais alta), o número de símbolos era diminuído para todos eles;
- (v) Os ensaios sempre começavam com a largura de banda maior (112 MHz). Se o limite da BER não fosse satisfeito, então a largura de banda era diminuída e os ensaios refeitos até que o limite da BER fosse respeitado.

A Tabela 10 mostra o tipo de modulação aplicada a cada um dos canais, que podia variar de QPSK até 1024QAM. A primeira coluna mostra o número de canais sendo

transmitidos simultaneamente. A terceira coluna mostra a largura de banda utilizada nos canais testados. Finalmente, a quarta coluna mostra a taxa de dados efetiva obtida após o estágio de FEC que fica na OLT (implementado na mesma FPGA). Os resultados mostrados na tabela 10 revelam que nem sempre o formato de modulação com o maior número de símbolos terá o melhor desempenho, pois muitas vezes este formato requer uma menor largura de banda para obedecer ao critério da BER. O melhor resultado empregando este RSOA foi encontrado quando foram utilizados três canais com o formato de modulação QAM64, obtendo-se uma taxa total de 1619,235 *Mbps* (após o módulo de FEC). Para um canal, a melhor taxa de bits efetiva encontrada foi de 809,618 *Mbps* quando utilizado o formato de modulação QAM512. O formato de modulação QAM1024 só pode ser empregado quando for utilizado um canal.

Tabela 10: Comparação entre o número de canais e os tipos de modulação.

Número de Canais	Formato de Modulação	Largura de Banda <i>MHz</i>	Taxa de Bits Efetiva <i>Mbit/s</i>
1	QPSK	112	179,915
	QAM16	112	359,830
	QAM64	112	539,745
	QAM256	112	719,660
	QAM512	112	809,618
	QAM1024	56	449,788
2	QPSK	112	359,830
	QAM16	112	719,660
	QAM64	112	1070,490
	QAM256	40	513,984
	QAM512	20	289,116
	QAM1024		
3	QPSK	112	539,745
	QAM16	112	1079,490
	QAM64	112	1619,235
	QAM256	28	539,683
	QAM512	10	216,837
	QAM1024		
4	QPSK	112	719,660
	QAM16	112	1439,320
	QAM64	28	539,683
	QAM256	5	128,496
	QAM512		
	QAM1024		

A Figura 108 mostra o espectro medido na OLT para o melhor resultado encontrado (três canais e QAM64). Pode-se observar que a amplitude de sinal em cada banda diminui a medida que a frequência aumenta, devido a resposta do RSOA. Esta é a razão principal porque o

canal com menor frequência apresenta um desempenho melhor quando comparado com o canal de maior frequência. A resposta espectral do RSOA é o principal fator limitante nos ensaios. Um outro detalhe a ser observado neste espectro é o aparecimento de um nível de potência próximo ao lado esquerdo do primeiro canal SCM, que é devido a portadora óptica. Este fato requer uma banda mínima entre o primeiro canal e a portadora óptica. Como a frequência central da primeira portadora foi ajustada em 112 MHz , e a largura de banda máxima deste canal é de 112 MHz , então esta banda de guarda inicial ficou ajustada em 56 MHz .

Um outro detalhe a ser notado é que mesmo após percorrer $21,4\text{ Km}$ do enlace de fibra óptica, os efeitos da dispersão cromática não são visíveis.

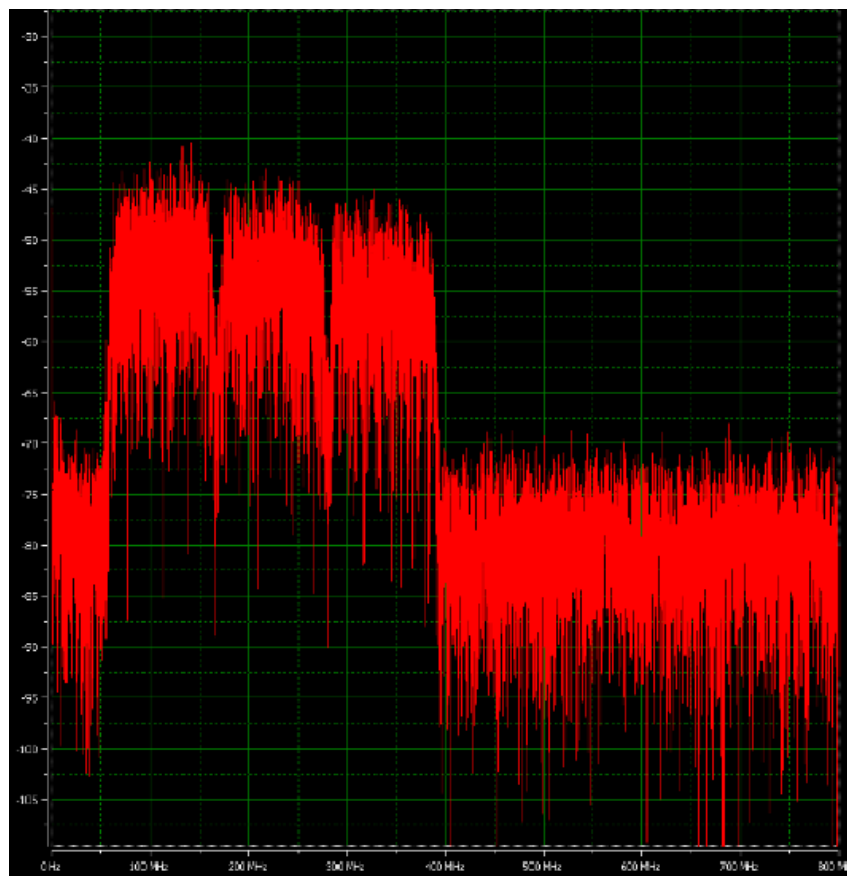


Figura 108: Espectro de três canais modulados em QAM64, capturado pelo software de aplicação do ADC, TI Wavevision.

Para o mesmo ensaio da Figura 108, a Figura 109 mostra o diagrama de constelação do pior canal medido (336 MHz).

A Figura 110 mostra o comportamento da BER medida em função da largura de banda das subportadoras quando está sendo usado a modulação 64QAM. O limite para o FEC (10^{-3}) está mostrado na linha tracejada. Quando é utilizado um, dois ou três subportadoras, todos os canais que possuem uma largura de banda de até 112 MHz poderiam usar a modulação 64QAM.

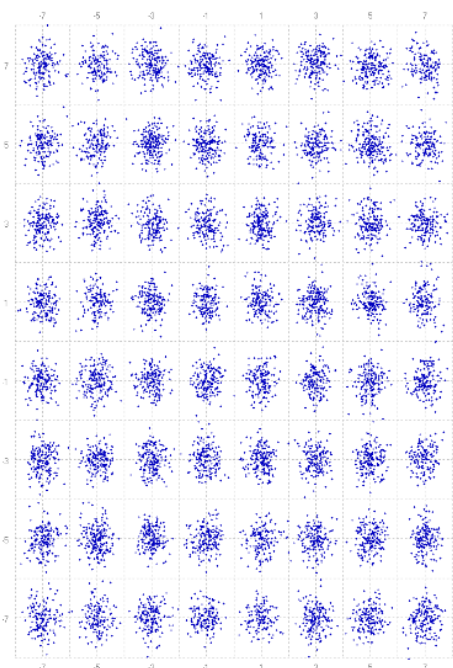


Figura 109: Constelação recebida na OLT para modulação 64QAM, considerando 21,4 Km de fibra SSMF.

Entretanto, para uma configuração com quatro subportadoras, apenas canais que possuem uma largura de banda menor que 32 MHz poderiam ser utilizados, obedecendo-se o limite da FEC. As curvas da Figura 110 foram obtidas considerando o desempenho do pior canal.

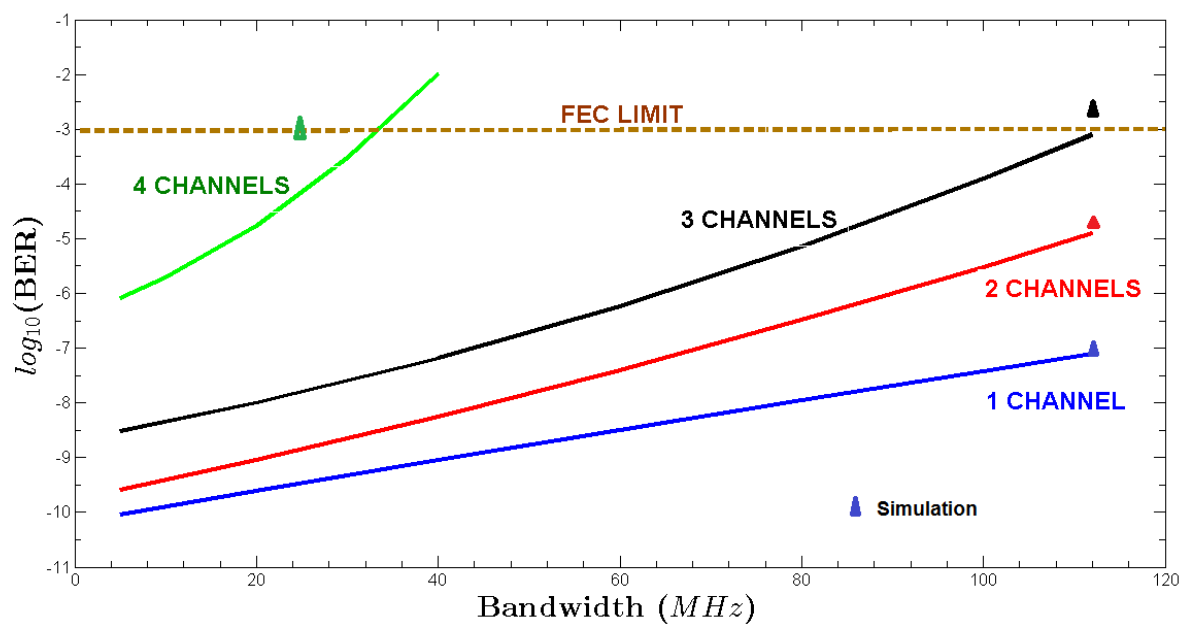


Figura 110: BER vs largura de banda das subportadoras para modulação 64QAM (a referência é o canal com pior desempenho).

5.5 CONSIDERAÇÕES FINAIS DO CAPÍTULO

Este capítulo mostrou a configuração e os ensaios de um modem (*fronthaul*) com flexibilidade para ser utilizado nas arquiteturas emergentes do tipo C-RAN e que está de acordo com as futuras infra-estruturas das NGPON2. A utilização das redes do tipo WDM em combinação com as técnicas SCM apresentam uma solução atrativa para aumentar o número de ERBs suportadas. Aumentando a ordem da modulação, uma maior eficiência espectral pode ser encontrada, o que torna estes modems (ONUs incolores nas redes PONs) uma vantajosa solução em termos de eficiência espectral e custo, principalmente devido ao uso de conversores ADC/DAC padrões e dispositivos optoeletrônicos de baixo custo. Os ensaios realizados utilizando um modelo comercial de RSOA de baixo custo (sem controle de temperatura) dentro da ONU demonstraram que a taxa de transmissão efetiva para o sentido de subida dos dados chega a 1.6 Gbps. Como um trabalho futuro este modem pode ser montado com os outros dispositivos (FP-LD, DFB e VCSEL) e comparado os resultados para verificar qual destes componentes conseguiria a maior taxa de transmissão.

6 CONCLUSÃO

Neste capítulo descreve-se as conclusões desta tese. São apresentados as configurações estudadas, discussões para a solução e algumas propostas para trabalhos futuros.

6.1 PROBLEMAS

O crescimento exponencial no número de usuários que utilizam enlaces de comunicações ópticas tem exigido das redes um aumento, cada vez maior, das taxas de transmissão. As redes PONs nasceram com o propósito de ser a rede de acesso com a melhor relação custo/benefício, mas como atualizar as atuais redes TDM-PON sem que o custo se torne proibitivo?

6.2 DISCUSSÕES

As redes PONs estão em convergência com as redes sem fio, e sua utilização como redes de acesso está se tornando universal. Devido à quantidade utilizada o custo das ONUs é muito significativo quando comparado ao custo total das redes PONs. Para serem utilizadas nas NGPON, as novas ONUs devem ser incolores e de baixo custo. Portanto, nesta tese foram testados quatro componentes comerciais de baixo custo com encapsulamento do tipo TO (VCSEL, FP, DFB e RSOA) para serem utilizados em ONUs incolores. Para o quinto componente proposto (LED) só foram realizadas simulações.

As simulações e os ensaios experimentais sempre tiveram como foco a utilização destes componentes nas futuras NGPON (WDM-PON, SCM-WDM-PON).

Os resultados encontrados foram:

LED

Foram realizadas simulações de uma rede WDM-PON utilizando a técnica do fatiamento do espectro da saída óptica do LED. Demonstrou-se que este componente não atende

as recomendações do ITU-T para sua utilização em redes GPONs. Entretanto, com a utilização de códigos FEC esta deficiência pode ser sanada. Em simulação com uma taxa de 1 *Gbps* a distância máxima encontrada para o enlace foi de 35 *Km*. Um próximo passo seria a aquisição destes componentes e a realização dos ensaios experimentais (inclusive o de temperatura) para verificar o resultado das simulações.

FP

Foram feitas simulações e ensaios experimentais em um modelo comercial de baixo custo (C1237321423 da Liverage). Este laser foi caracterizado e depois realizados ensaios em uma configuração para ONU incolor. Verificou-se que este laser pode transmitir dados do tipo NRZ a uma taxa de 2,5 *Gbps* até uma atenuação de 20 *dB* no enlace (simulando uma TDM-PON no sentido de descida). Sem controle da temperatura este laser não poderá ser utilizado nas NGPONs, pois basta uma variação de $\pm 7^{\circ}C$ na temperatura ambiente para que o efeito de travamento de um comprimento de onda seja desfeito. Mesmo com um controle de temperatura, este modelo comercial mostrou uma resposta em frequência com no máximo 5 modos longitudinais utilizáveis. Embora limitado, foi montada uma nova configuração de ONU com sinal semente auto realimentado utilizando lasers FP. Os resultados mostraram que a distância máxima do enlace seria de 40,8 *Km* para uma taxa de transmissão de 2,5 *Gbps*, mas que poderiam ser utilizados no máximo 5 modos para a realização do travamento por injeção. Um próximo passo seria a aquisição de lasers FP com características adequadas para utilização do efeito de travamento por injeção (com comprimento de cavidade maior e resposta mais plana dos modos longitudinais) e assim refazer os ensaios.

DFB

Foram feitas simulações e ensaios experimentais em um modelo comercial de baixo custo (RLD-CD55 da Hggenuine). Simulações demonstraram que este componente pode ser utilizado em WDM-PONs com altas taxas de transferência (5 *Gbps* em distâncias de até 30,5 *Km* para taxas de), desde que seja colocado algum controle de temperatura (tanto no comprimento de onda como na potência óptica de saída). Contudo, este modelo de laser possui um isolador em sua saída e este isolador impede a utilização da técnica de travamento por injeção. Sem um controle da temperatura este laser não poderá ser utilizado nas NGPONs.

VCSEL

Normalmente o VCSEL tem o menor preço entre os lasers. Resultados experimentais demonstraram que este componente pode ser utilizado em WDM-PONs com altas taxas de transferência (até 10 *Gbps*), desde que seja colocado algum controle de temperatura (tanto no

comprimento de onda como na potência óptica de saída). Sem um controle da temperatura este laser não poderá ser utilizado nas NGPONS. O efeito de travamento por injeção é possível neste modelo comercial, mas instável, pois basta uma variação de $\pm 3^{\circ}C$ na temperatura ambiente para que o efeito de travamento de um comprimento de onda seja desfeito.

RSOA

O RSOA mostrou ser o mais versátil dos quatro componentes testados. O modelo comercial testado (RSOA-TO-C da Kamelian) embora tivesse uma variação de $12dB$ na amplitude da potência óptica da saída, não perdeu o travamento do comprimento de onda (com a temperatura variando entre $0^{\circ}C$ e $60^{\circ}C$). A largura de banda de sua saída ($700 MHz$ com a pci própria) permite que possa ser utilizado com taxas de transferência de dados da ordem de GHz , e a possibilidade de utilizar formatos de modulação avançados com maior número de símbolos (foi demonstrado até 1024QAM) tornam este componente muito útil.

O RSOA foi utilizado em WDM-PONS com a possibilidade da utilização em uma configuração do sinal de descida para gerar o sinal de subida dos dados. O RSOA também foi testado na nova configuração de ONU auto realimentada, proposta neste trabalho, onde se conseguiu atingir $29,2 Km$ para uma taxa de $1,25 Gbps$, sem a utilização de FEC.

A partir de um Modem proposto por (JULIAO *et al.*, 2015), foram feitas modificações (retirou-se como fonte óptica um laser do tipo CW com modulador externo, e colocou-se este no lugar) que diminuíram custos. Este modem possui flexibilidade para ser utilizado nas novas arquiteturas do tipo C-RAN, que no futuro, estará integrada em NGPON2. O uso de transmissão WDM em combinação com SCM se apresenta como uma solução atrativa para aumentar o número de RRHs. Adicionalmente, aumentando a ordem da modulação, uma eficiência espectral maior pode ser alcançada, a qual fará com que estes transceivers se tornem uma boa opção, pois além de apresentarem uma boa eficiência espectral, também possuem baixo custo, principalmente por utilizarem dispositivos de baixo custo como o RSOA testado. Uma taxa efetiva de $1.6 Gbps$ foi encontrada nos ensaios. Um próximo passo seria trocar a detecção direta pela detecção coerente, acredita-se assim que a taxa de bits pode aumentar significativamente, verificando se o incremento dos custos compensará esta alternativa.

Pelo exposto, acredita-se que esta tese tenha contribuído significativamente para demonstrar a utilização prática de componentes de baixo custo nas futuras NGPON.

6.3 PROPOSTAS PARA TRABALHOS FUTUROS

- (a) Aquisição de LEDs comerciais e a realização de ensaios experimentais para avaliar a possibilidade de sua utilização em altas taxas de transferência de dados em WDM-PONs (com a utilização de FEC), e assim confirmar os dados simulados;
- (b) Implementar a detecção coerente na ONU incolor utilizada como Modem em sistemas RoF e verificar o ganho no desempenho e o aumento dos custos;
- (c) Implementar um compensador eletrônico de temperatura de baixo custo para ser utilizado com os três TO-lasers (VCSEL, DFB e FP);
- (d) Refazer o Modem utilizado em sistemas RoF utilizando os lasers com encapsulamento TO no lugar do RSOA e verificar os novos desempenhos.

6.4 TRABALHOS COMPLETOS PUBLICADOS

1. Henning, Luiz F. ; Julião, S. ; Oliveira, A. S; Monteiro, Paulo N.; Pohl, Alexandre A. P, *High Spectral Wavelength Agnostic Multicarrier D-RoF Modem based on Uncooled RSOA*, Photonics Technologies Letters, vol.PP, n^o99, doi 10.1109/LPT 2016.2523125, jan,2016.
2. Henning, Luiz F. ; Monteiro, Paulo N.; Pohl, Alexandre A. P, *Caracterização em Temperatura de Dispositivos Emissores para Emprego em ONUs*, 34th Simpósio Brasileiro de Telecomunicações (SBrT), 2016, Santarém. (Submetido)
3. Henning, Luiz F. ; Monteiro, Paulo N.; Pohl, Alexandre A. P, *Temperature and bias current behavior of uncooled light sources for application in Passive Optical Networks*, International Conference on Transparent Optical Networks (ICTON), 2015, Budapeste.
4. Henning, Luiz F. ; Monteiro, Paulo N.; Pohl, Alexandre A. P, *ONU Colorless utilizando Laser Fabry Perot auto realimentado em rede WDM-PON*, 16th Simposio Brasileiro de Micro-ondas e Optoeletrônica (MOMAG), 2014, Curitiba.
5. Henning, Luiz F. ; Monteiro, Paulo N.; Pohl, Alexandre A. P, *Colorless ONU based on Self Seed Signal RSOA in a WDM-PON*, 16th International Telecommunications Network Strategy and Planning Symposium (NETWORKS), 2014, Funchal.
6. Henning, Luiz F. ; Monteiro, Paulo N.; Pohl, Alexandre A. P, *Comparison of LED and RSOA Performance in WDM-PONs*, International Conference on Telecommunications (ICT), 2014, Lisboa.

7. Henning, Luiz F. ; Neves Jr, Paulo T.; Pohl, Alexandre A. P, *Simulation of OFDM-WDM-PON*, II WORKINNOVA Denmark - South America Workshop on Photonics Technologies, 2013, Campinas.
8. Henning, Luiz F. ; Pohl, Alexandre A. P, *Performance and Cost Comparison of Extended Length WDM-PON*, International Microwave and Optoelectronics Conference (IMOC), 2013, Rio de Janeiro.
9. Henning, Luiz F. ; Neves Jr, Paulo T.; Pohl, Alexandre A. P *Simulação em Cascata de Redes de Bragg em Fibra para Compensação de Dispersão em Enlaces WDM*, XXXI Simpósio Brasileiro de Telecomunicações - SBrT2013, FORTALEZA.

REFERÊNCIAS

- ABDOLLAHI, S.; AL-RAWESHIDY, H.; OWENS, T. Data regeneration for an all-photonics digital radio over fibre. **IET Optoelectronics**, v. 8, n. 6, p. 256–263, 2014.
- ADAMS, M. J.; OSINSKI, M. Longitudinal mode competition in semiconductor lasers: Rate equations revisited. **IEEE ASSP Magazine Proceedings**, v. 129, n. 6, p. 271–274, 1982.
- ADC. **PONy Express - Cost-effective Optical Transport Solutions for Access Networks**. White Paper, Nov 2007. Disponível em: <www.businesswire.com/new/home/20080611005120>.
- AGRAWAL, G. P.; DUTTA, N. K. **Semiconductor Lasers**. 2nd. ed. New York, USA: Wiley-Interscience, 1993.
- AHMED, N.; HAYEE, M. I. Electronic compensation of fiber nonlinearity for 40 Gb/s WDM transmission systems. In: **LEOS Annual Meeting Conference Proceedings**. LEOS: IEEE, 2009. p. 197–198.
- AREVALO, G.; CARDENAS, D. Advantages of the use of VCSEL over RSOA for uplink transmission on WDM-PON networks. In: **Latin-America Conference on Communications (LATINCOM)**. Cuenca: IEEE, 2012. p. 1–5.
- ASAKA, K. *et al.* High output power OLT/ONU transceivers for 40Gbit/s symmetric-rate NG-PON2 systems. In: **ECOC - European Conference on Optical Communication**. Pg. 1-3: Sept, 2015.
- ASFAR, O.; BATAINEH, M. Gaussian Recompression in Cascaded Transmission Gratings. In: **International Conference on Signal Processing and Communications**. ICSPC: IEEE, 2007. p. 924–926.
- BLIN, S. *et al.* Phase and spectral properties of optically injected semiconductor lasers. **Comptes Rendus Physique Semiconductor lasers**, v. 4, n. 6, p. 687–699, 2003.
- BOBROVS, V.; SPOLITIS, S.; IVANOV, G. Comparison of chromatic dispersion compensation techniques for WDM-PON solution. In: **2nd Baltic Congress on Future Internet Communications (BCFIC)**. Vilnius: IEEE, 2012. p. 64–67.
- BOCK, C. *et al.* Convergent Radio and Fibre Architectures for High-Speed Access. In: **15th International Conference on Transparent Optical Networks (ICTON)**. Cartagena: IEEE, 2013.
- BORN, M.; WOFF, E. **Principles of Optics**. 7. ed. New York: Cambridge University Press, 1999.
- BORNE, D. *et al.* Cost-effective 10.7-Gbit/s Long-Haul Transmission using Fiber Bragg Gratings for In-line Dispersion Compensation. In: **Conference on Optical Fiber**

Communication and the National Fiber Optic Engineers Conference. OFC/NFOEC: IEEE, 2007. p. 1–3.

BRENNAN, J. F. Broadband fiber Bragg gratings for dispersion management. **Journal of Optical Fiber Communications**, v. 2, p. 397–434, 2005.

BRUNERO, M. *et al.* WDM PON RSOA-based self-tuning transmitters: An insight from the EU FP7 ERMES project. In: **17th International Conference in Transparent Optical Networks (ICTON)**. Budapest: IEEE, 2015.

BUSSET, J.; SAHN, E.; PLANT, D. Experimental demonstration of a 10Gb/s 16QAM SCM WDM-PON with bandwidth-limited RSOA and IM/DD transceivers. In: **ECOC European Conference and Exhibition on Optical Communication**. London: IET, 2013.

CAI, J. *et al.* Transmission of 40-Gb/s WDM signals over transoceanic distance using conventional NZ-DSF with receiver dispersion slope compensation. **Journal of Lightwave Technology**, v. 24, n. 1, p. 191–200, 2006.

CASTRO, J. *et al.* Interleaved sampled Bragg gratings with concatenated spectrum. **IEEE Photonics Technology Letters**, v. 18, n. 15, p. 1615–1617, 2006.

CHAN, L. *et al.* Upstream traffic transmitter using injection-locked Fabry-Perot laser diode as modulator for WDM access networks. **Electronics Letters**, v. 38, n. 1, p. 43–45, Jan 2002.

CHANCLOU, P. *et al.* **Network operator requirements for the next generation of optical access networks.** 2012. Disponível em: <<http://ieeexplore.ieee.org/stamp/stamp.jsp?tp=arnumber=6172269isnumber=6172264>>.

CHECKO, A. *et al.* Cloud RAN for Mobile Networks - A Technology Overview. **IEEE Communications Surveys Tutorials**, v. 17, n. 1, p. 405–426, Firstquarter 2015.

CHEN *et al.* Overview and assessment of existent optical access network architectures. In: **OASE - Conference on Optical Access Seamless Evolution**. South Korea: Dec, 2010.

CHEN, C. **C-RAN: the Road Towards Green Radio Access Network.** 2014. Disponível em: <<http://ss-mcsp.riit.tsinghua.edu.cn/cran/C-RAN20ChinaCOM-2012-Aug-v4.pdf>>.

CHEN, R. *et al.* MSM-based integrated CMOS wavelength-tunable optical receiver. **IEEE Photon. Technol. Lett.**, v. 17, n. 6, p. 1271–1273, Jun 2005.

CHENG, N.; CARTLEDGE, J. Power penalty due to the amplitude and phase response ripple of a dispersion compensating fiber Bragg grating for chirped optical signals. **Journal of Lightwave Technology**, v. 24, n. 9, p. 3363–3369, 2006.

CHENG, X. *et al.* Impact of facet reflectivity and operation condition on injection-locking fabry-perot laser diodes with spectrum sliced ASE noise in WDM-PON. In: **Quantum Electronics and Laser Science Conference**. 1-2: QELS '07, 2007.

CHIUCHIARELLI, A.; PRESI, M.; CIARAMELLA, E. Effective architecture for 10 Gb/s upstream WDM-PONs exploiting self-seeding and external modulation. In: **OFC - Optical Fiber Communication Conference and Exposition and NFOEC- National Fiber Optic Engineers Conference**. Los Angeles - CA: IEEE, 2012. p. 1–3.

- CHO, K. *et al.* Performance of Forward-Error Correction Code in 10-Gb/s RSOA-Based WDM PON. **IEEE Photonics Technology Letters**, v. 22, n. 1, p. 57–59, 2010.
- CHO, K. Y. *et al.* Effects of Reflection in RSOA-Based WDM PON Utilizing Remodulation Technique. **Journal of Lightwave Technology**, v. 27, n. 10, p. 1286–1295, 2009.
- CHOI, W. J. *et al.* WDM Optical-source generation using wavelength-locked FP-LDs with a spectrally sliced FP-LD. **Microwave and Optical Technology Letters**, v. 43, n. 1, p. 84–87, 2004.
- CHUNG, Y. High-Speed Coherent WDM PON for Next-Generation Access Network. In: **15th International Conference on Transparent Optical Networks (ICTON)**. Cartagena: IEEE, 2013.
- DAVEY, R. P. Long-Reach Passive Optical Networks. **Journal of Lightwave Technology**, v. 27, n. 3, p. 273–291, 2009.
- DAVIDSON, J. *et al.* Transmission of 40-Gb/s WDM signals over transoceanic distance using conventional NZ-DSF with receiver dispersion slope compensation. **Journal of Lightwave Technology**, v. 24, January 2006.
- DENG, L. *et al.* Colorless ONU based on all-VCSEL source with remote optical injection for WDM-PON. In: **PHO - Photonics Conference**. Arlington - VA: IEEE, 2011.
- DUARTE, U.; ROSOLEM, J.; ROMERO, M. **Sistemas de acesso WDM-PON com taxas de 1,25 Gb/s por usuário: vantagens e desafios**. Campinas - Brazil: Cad. CPqD Tecnologia, 2011.
- DUARTE, U. R. **Modelagem de Diodos Laser de Fabry-Perot Travados por Injecao de Sinal Optico Externo para Uso em Redes WDM-PON**. Dissertação (Mestrado) — USP, São Carlos, 2011.
- ERDOGAN, T. Fiber grating spectra. **Journal of Lightwave Technology**, v. 15, n. 8, p. 1277–1294, 1997.
- ESSIAMBRE, R. Fiber Nonlinearity Mitigation by Electronic and Optical Techniques. In: **Digest of the Summer Topical Meetings**. LEOS: IEEE, 2007. p. 45–46.
- ESSIAMBRE, R. *et al.* Capacity Limits of Optical Fiber Networks. **Journal of Lightwave Technology**, v. 28, n. 4, p. 662–701, 2010.
- FENG, Z. *et al.* Multicore-Fiber-Enabled WSDM Optical Access Network With Centralized Carrier Delivery and RSOA-Based Adaptive Modulation. **IEEE Photonics Journal**, v. 7, n. 4, p. 1–9, Aug. 2015.
- FONSECA, D.; CARTAXO, A. V. T.; MONTEIRO, P. On the use of electrical precompensation of dispersion in optical single-sideband transmission systems. **IEEE Journal of Selected Topics in Quantum Electronics**, v. 12, n. 4, p. 603–614, 2006.
- FORZATI, M.; MATTSSON, C. Twenty tyears of open fibre network in stockholm: A socio-economic study. In: **ICTON - 15h International Conference on Transparent Optical Networks**. Cartagena: IEEE, 2013.

- FUKUCHI, K.; ITO, T. Electrical compensation technology for high speed signal and its feasibility study on 40-Gb/s transmission. In: **Conference on Lasers and Electro-Optics. CLEO/Pacific Rim: IEEE**, 2007. p. 1–2.
- GAMAGE, P. *et al.* Design and Analysis of Digitized RF-Over-Fiber Links. **Journal of Lightwave Technology**, v. 27, n. 12, p. 2052–2061, 2009.
- GHEBRETENSAE, Z. *et al.* Transmission solutions and architectures for heterogeneous networks built as C-RANs. In: **7th International ICST Conference on Communications and Networking in China (CHINACOM)**. Pequim: IEEE, 2012. p. 748–752.
- GOMES, N.; MONTEIRO, P.; GAMEIRO, A. **Next Generation Wireless Communications Using Radio over Fiber**. Portugal: Wiley, 2012.
- GORDON, R. Fabry-Perot semiconductor laser injection locking. **IEEE Journal of Quantum Electronics**, v. 42, n. 4, p. 353–356, 2006.
- GRUNER-NIELSEN, L. *et al.* Dispersion-compensating fibers. **Journal of Lightwave Technology**, v. 23, n. 11, p. 3566–3579, 2005.
- HALDAR, M. K.; COETZEE, J. C.; GAN, K. B. Optical frequency modulation and intensity modulation suppression in a master-slave semiconductor laser system with direct modulation of the master laser. **IEEE Journal of Quantum Electronics**, v. 41, n. 3, p. 280–286, 2005.
- HAN, K. *et al.* Bidirectional WDM PON using light-emitting diodes spectrum-sliced with cyclic Arrayed-Waveguide Grating. **IEEE Photonic Technologies Letters**, v. 10, n. 9, p. 2380–2382, Oct 2004.
- HEALEY, P. *et al.* Spectral slicing WDM-PON using wavelength-seeded reflective SOAs. **Electronics Letters**, v. 37, n. 19, p. 1181–1182, Sep 2001.
- HERON, R. Future technologies for the mass market residential access network -Alcatel-Lucent. In: **European Conference on Optical Communication. ECOC: Sep**, 2010.
- HRAIMEL, B. *et al.* Precompensated Optical Double-Sideband Subcarrier Modulation Immune to Fiber Chromatic-Dispersion-Induced Radio Frequency Power Fading. **IEEE/OSA Journal of Optical Communications and Networking**, v. 1, n. 4, p. 331–342, 2009.
- HUANG, D. *et al.* Chirp and Frequency offset tolerant coherent burst-mode receiver using directly modulated DFB lasers for coherent PON systems. In: **ICOON - 13th International Conference on Communications and Networks**. Suzhou: IEEE, 2014.
- HUANG, M.-F. *et al.* 42.8-Gb/s chirp-managed signal transmission over 640-km SSMF with large dispersion tolerance. In: **Conference on Optical Fiber Communication. OFC: IEEE**, 2009. p. 1–3.
- IANNONE, P. *et al.* Increasing TDM Rates for Access Systems Beyond NG-PON2. **Journal of Lightwave Technology**, v. 34, n. 6, p. 1545–1550, March 2016.
- IP, E.; KAHN, J. Compensation of Dispersion and Nonlinear Impairments Using Digital Backpropagation. **Journal of Lightwave Technology**, v. 26, n. 20, p. 3416–3425, 2008.

- IWATSUKI, K.; KANI, J. Applications and technical issues of Wavelength-Division Multiplexing Passive Optical Networks with colorless optical network units. **Journal of Optical Communications and Networks**, v. 1, n. 4, p. C17–C24, Sep 2009.
- JULIAO, S. *et al.* High Spectral Efficient and Flexible Multicarrier D-RoF Modem using up to 1024-QAM Modulation Format. In: **41st European Conference in Optical Communications (ECOC)**. Valencia: IST, 2015.
- KAMINOW, I. V.; LI, T.; WILLNER, A. E. **Optical Fiber Telecommunications: Systems and Networks**. Oxford, UK: Elsevier, 2008.
- KARAR, A. *et al.* Electronic Pre-Compensation for a 10.7-Gb/s System Employing a Directly Modulated Laser. **Journal of Lightwave Technology**, v. 29, n. 13, p. 2069–2076, 2011.
- KASHYAP, R. **Fiber Bragg Gratings**. S.Diego, USA: Academic, 1999.
- KAZOVSKY, L. G. *et al.* **Broadband Optical Access Networks**. New Jersey: Wiley, 2011.
- KHOTINSKY, D. NG-PON2 Transmission Convergence Layer: a tutorial. **Journal of Lightwave Technology**, v. 34, n. 5, p. 1424–1432, March 2016.
- KIM, C. *et al.* Performance evaluation of strain-chirped fiber Bragg grating based tunable dispersion compensator with 40 Gb/s signal. In: **Australian Conference on Optical Fibre Technology**. OECC/ACOFT: IEEE, 2008. p. 1–2.
- KIM, H. D.; KANG, S.; LEE, C. A low-cost WDM source with an ASE injected Fabry Perot semiconductor laser. **IEEE Photonics Technology Letters**, v. 12, n. 8, p. 1067–1069, 2000.
- KOGELNICK, H. **Theory of optical waveguides in Guided-Wave Optoelectronics**. New York: Springer-Verlag, 1990.
- LABUKHIN, D. *et al.* Modified Fabry-Perot and Rate Equation Methods for the Nonlinear Dynamics of an Optically Injected Semiconductor Laser. **IEEE Journal of Quantum Electronics**, v. 45, n. 7, p. 863–871, July 2009.
- LASHKARIAN, N.; DICK, C. FPGA Implementation of Digital Predistortion Linearizers for Wideband Power Amplifiers. In: **SDR 04 Wireless Innovation Forum**. Phoenix: pg 1-6, November 2004.
- LAU, E. K.; WONG, L. J.; WU, C. Enhanced modulation characteristics of optical injection-locked lasers: A Tutorial. **IEEE Journal of Selected Topics In Quantum Electronics**, v. 15, n. 3, p. 618–633, 2009.
- LEE, C. Colorless optical source for WDM-PON. In: **Conference on Lasers and Electro Optics**. CLEO/Pacific: IEEE, 2009.
- LEE, H.-K. *et al.* A WDM-PON with an 80 Gb/s capacity based on wavelength-locked polarisation independent Fabry-Perot laser diode. In: **36th European Conference and Exhibition on Optical Communication**. Sept: ECOC, 2010. p. 1–3.
- LEE, J.; CHUNG, Y.; DIGIOVANNI, D. Spectrum-sliced fiber amplifier light source for multichannel WDM applications. **IEEE Photonics Technology Letters**, v. 5, n. 12, p. 1458–1461, 1993.

- LEE, J. H. *et al.* Enhancement of power budget in RSOA based loop-back type WDM-PON by using the cascaded RSOAs. In: **12th International Conference on Transparent Optical Networks (ICTON)**. Munich: IEEE, 2010. p. 1–4.
- LEE, M. T. *et al.* Statistical PMD specification, evolution, utilization and control. **Corning Incorporated**, v. 01, 2010. Disponível em: <www.corning.com>.
- LEE, S. *et al.* Dense WDM-PON based on wavelength locked Fabry-Perot lasers. **IEEE Photonic Technologies Letters**, v. 17, n. 7, p. 1579–1581, Jul 2005.
- LEO, M.; TROTTA, M. Performance evaluation of WDM-PON RSOA based solutions in NGAN scenario. In: **50th FITCE Congress (FITCE)**. Palermo: IEEE, 2011. p. 1–4.
- LIAO, Y. *et al.* Side-mode transmission diagnosis of a multi-channel selectable injection-locked Fabry-Perot laser diode with antireflection coated from face. **Optics Express**, v. 17, n. 6, p. 4858–4867, 2009.
- LIU, J. *et al.* Multiple input detection and digital signal processing for uncooled ONUs in a TWDM-PON with a commercial WDM demultiplexer. **Optical Fiber Technology**, v. 20, p. 428–433, June 2014.
- LIU, Z. *et al.* Modulator-free quadrature amplitude modulation signal synthesis. **Nature Communications**, p. 1–7, Dec 2014.
- LOPES, H. **Convivência de gerações em redes óticas PON**. Dissertação (Mestrado) — Universidade de Aveiro - Portugal, 2012.
- LU, L.; LEI, J.; ZOU, X. Electronic dispersion compensation for high-speed rate coherent optical communication systems with QAM signals. In: **Communications and Photonics Conference and Exhibition (ACP)**. Asia: IEEE, 2009. p. 1–2.
- LUO, Y. *et al.* Physical layer aspects of NG-PON2 Standards - Part. 2: System design and Technology feasibility. **IEEE/OSA Journal of Optical Communications and Networking**, v. 8, n. 1, p. 43–52, 2016.
- MA, Y. *et al.* Demonstration of a 40Gb/s time and Wavelength Division Multiplexed passive optical network prototype system. In: **(OFC/NFOEC) Optical Fiber Communication Conference and Exposition**. Los Angeles: IEEE, 2012. p. 1–3.
- MARQUES, F. *et al.* Dynamics control of a phase-shifted FBG through acousto-optic modulation. **Optics Communication**, v. 284, p. 1228–1231, 2011.
- MCCARTHY, M. *et al.* Full-Field Electronic Dispersion Compensation of a 10 Gbit/s OOK Signal Over 4124 km Field-Installed Single-Mode Fibre. **Journal of Lightwave Technology**, v. 27, n. 23, p. 5327–5335, 2009.
- MENG, H. *et al.* Temperature-Dependent Saturation Characteristics of Injection Seeded Fabry-Perot Laser Diodes/Reflective Optical Amplifiers. **Journal of Lightwave Technology**, v. 28, n. 3, p. 240–245, Feb 2010.
- MONTEIRO, P. P. *et al.* Mobile Fronthaul RoF Transceivers for C-RAN applications. In: **17th International Conference on Transparent Optical Networks (ICTON)**. Budapeste: IEEE, 2015.

- MUN, S. *et al.* A WDM-PON with a 40 Gb/s (32x1.25 Gbps) capacity based on wavelength-locked Fabry-Perot laser diodes. **Optics Express**, v. 16, n. 15, p. 11361–11368, 2008.
- MUNOZ, P. **Arrayed Waveguide Gratings: modeling, design and applications**. Dissertação (Mestrado) — University of Valencia, Spain, 2003.
- MURAKAMI, M.; MAEDA, H.; IMAI, T. Long-haul 16 x 10 Gb/s WDM transmission experiment using higher order fiber dispersion management technique. **IEEE Photonics Technology Letters**, v. 11, n. 7, p. 898–900, 1999.
- NAKAMURA, M.; KAMIO, Y. 30-Gbps (5-Gsymbol/s) 64-QAM self-homodyne transmission over 60-km SSMF using phase-noise cancelling technique and ISI-suppression based on electronic digital processing. In: **Conference on Optical Fiber Communication**. OFC: IEEE, 2009. p. 1–3.
- NESSET, D. NG-PON2 Technology and Standards. **Journal of Lightwave Technology**, v. 33, n. 5, p. 1136–1143, March 2015.
- NEUMANN, N. *et al.* General Design Rules for the Synthesis of Dispersion and Dispersion Slope Compensation FIR and IIR Filters With Reduced Complexity. **Journal of Lightwave Technology**, v. 25, n. 11, p. 3555–3562, 2007.
- NGUYEN, Q.-T. *et al.* Bidirectional 2.5-Gb/s WDM-PON Using FP-LDs Wavelength-Locked by a Multiple-Wavelength Seeding Source Based on a Mode-Locked Laser. **IEEE Photonics Technology Letters**, v. 22, n. 11, p. 733–735, June 2010.
- NGUYEN, Q.-T. *et al.* Strong dependence of the Linewidth Enhancement Factor onto an externally injected optical signal for locked Fabry-Perot laser diodes. In: **European Conference on Lasers and Electro-Optics and the European Quantum Electronics Conference**. CLEO Europe: EQEC, 2009. p. 1–1.
- NIELSEN, L. *et al.* Dispersion Compensating Fibers. **Journal of Lightwave Technology**, v. 23, n. 11, November 2005.
- NIRMALATHAS, A. *et al.* Digitized RF transmission over fiber. **IEEE Microwave Magazine**, v. 10, n. 4, p. 75–81, 2009.
- NOGUEIRA, R. *et al.* 10th Anniversary International Conference on Tunable passive compensating devices for high bit rate optical systems. In: **Transparent Optical Networks**. ICTON: IEEE, 2008. v. 1, p. 266–269.
- OLIVEIRA, R. *et al.* Analysis of the cost-effective digital radio over fiber system in NG-PON2 context. In: **16th International Telecommunications Network Strategy and Planning Symposium**. Funchal: Sept., 2014.
- PARK, K.; LEE, C. Intensity Noise in a Wavelength-Locked Fabry-Perot Laser Diode to a Spectrum Sliced ASE. **IEEE Journal of Quantum Electronics**, v. 44, n. 3, p. 209–215, 2008.
- PARK, K. *et al.* A theoretical model of a wavelength-locked Fabry-Perot laser diode to the externally injected narrow-band ASE. **IEEE Photonics Technology Letters**, v. 17, n. 9, p. 1797–1799, Sep 2005.

PAYOUX, F. *et al.* Demonstration of a RSOA-based wavelength remodulation scheme in 1.25 Gbits bidirectional hybrid WDM-TDM PON. In: **Optical Fiber Communication Conference (OFCC)**. Anaheim: CA, 2007.

PINCEMIN, E. Challenges of 40/100 Gbps deployments in long-haul transport networks on existing fibre and system infrastructure. In: **Optical Fiber Communication (OFC)**. San Diego: IEEE, 2010. p. 1–3.

PINILLA, C. A. **INVESTIGATION OF REFLECTIVE OPTICAL NETWORK UNITS FOR BIDIRECTIONAL PASSIVE OPTICAL ACCESS NETWORKS**. Tese (Doutorado) — UNIVERSITAT POLITÈCNICA DE CATALUNYA, Spain, Jun 2007.

PIZZINAT, A. *et al.* Things you should know about fronthaul. **Journal of Lightwave Technology**, v. 33, n. 5, March 2015.

PIZZINAT, A. *et al.* Numerical and experimental comparison of dispersion compensation techniques on different fibers. **Photonics Technology Letters**, v. 14, n. 10, October 2002.

POLAROTI, P.; MANOZZI, L.; CHANCLOU, P. C- and O-band operation of RSOA WDM-PON Self-Seeded transmitters up to 10Gb/s. **IEEE/OSA Journal of Optical Communications and Networking**, v. 7, p. A249–A255, 2015.

POLO, V. *et al.* DFB laser reallocation by thermal wavelength control for statistical udWDM in PONs. In: **ECOC - European Conference on Optical Communication**. Cannes: IEEE, 2014.

PRAT, J. *et al.* Optical network unit based on a bidirectional reflective semiconductor optical amplifier for fiber-to-the-home networks. **IEEE Photonics Technology Letters**, v. 17, n. 1, p. 250–252, 2005.

PRESI, M. *et al.* Uncooled and Polarization Independent Operation of Self-Seeded Fabry Perot Lasers for WDM-PONs. **IEEE Photonics Technology Letters**, v. 24, n. 17, p. 1523–1526, Sept 2012.

PRINCE, K. *et al.* GigaWaM - Next-Generation WDM-PON Enabling Gigabit Per-User Data Bandwidth. **Journal of Lightwave Technology**, v. 30, n. 10, p. 1444–1454, May 2012.

RAHARIMANITRA, F.; CHACLOU, P.; MURANO, R. 40 Gb/s NG-PON system using low electrical bandwidth tunable receiver and emitter at 10 Gb/s. In: **ECOC Technical Digest**. Geneva: Sep, 2011.

RANZANI, L.; BOFFI, P.; MARTINELLI, M. New Transmitter-Side Dispersion Compensation Technique Using Analog Predistorsion for 10 Gbit/s Signals. In: **European Conference on Lasers and Electro-Optics**. CLEOE-IQEC: IEEE, 2007.

Report for Ofcom. Fibre capacity limitations in access networks - Final report. In: **Analysys Mason**. United Kingdom: Aug, 2010. Disponível em: <www.ofcom.org.uk>.

RIGBY, P. **WDM-PON Standards: Playing the Long Game**. Mar 2012. Technically Speaking. Disponível em: <<http://blog.advaoptical.com/wdm-pon-standards-playing-the-long-game/>>.

ROCHA, M. L. *et al.* Single-channel transmission of NRZ 40 Gbps through G.652, G.653 and G.655 fibers for short-reach applications. In: **INTERNATIONAL MICROWAVE AND OPTOELECTRONIC CONFERENCE (IMOC)**. Foz do Iguaçu, Brazil, 2003.

SALIOU, F. *et al.* Self-seeded RSOAs WDM PON field trial for business and mobile fronthaul applications. In: **Optical Fiber Communications Conference and Exhibition (OFC)**. Anaheim - CA: IEEE, 2015.

SANTOS, C. **Redes de acesso baseadas em formatos de modulação avançados**. Dissertação (Mestrado) — Universidade de Aveiro, Aveiro, Portugal, 2012.

SEIMETZ, M. **High-order modulation for optical fiber transmission (Springer Series in Optical Sciences)**. New York: Springer-Verlag, 2009.

SHIN, D. J. Transmission of HDTV and Ethernet data over a WDM-PON employing ASE-injected Fabry-Perot laser diodes. In: **Optical Fiber Communication Conference**. 1: OFC, 2004. p. 827–829.

SILVA, G. E. V. **ESTUDO DE TOPOLOGIAS PARA REDES WDM-PON**. Dissertação (Mestrado) — USP - Escola de Engenharia de São Carlos - EESC, 2010.

SPIEKMAN, L. Active devices in passive optical networks. **Journal of Lightwave Technology**, v. 31, n. 4, p. 488–497, 2013.

SPOLITIS, S.; BOBROVS, V.; IVANOV, G. Reach Improvement of Spectrum-Sliced Dense WDM-PON System. In: **Seventh International Conference on Broadband, Wireless Computing, Communication and Applications (BWCCA)**. Swedish: IEEE, 2012. p. 296–301.

SPOLITIS, S.; IVANOV, G. Extending the reach of DWDM-PON access network using chromatic dispersion compensation. In: **Communication Technologies Workshop (SWE-CTW)**. Swedish: IEEE, 2011. p. 29–33.

SPREN, M. *et al.* Colorless optical source for fiber-optic access networks of new generation. In: **ELMAR - 56th International Symposium**. Zadar: IEEE, 2014.

STRAULLU, S. *et al.* Characterization of uncooled RSOA for upstream transmission in WDM reflective PONs. **OPTICS EXPRESS**, v. 20, n. 26, p. B38–B44, Dec 2012.

SUMETSKY, M. *et al.* High-performance 40 Gbit/s fibre Bragg grating tunable dispersion compensator fabricated using group delay ripple correction technique. **Electronics Letters**, v. 39, n. 16, p. 1196–1198, 2003.

TAN, A.; PINCEMIN, E. Performance Comparison of Duobinary Formats for 40-Gb/s and Mixed 10/40-Gb/s Long-Haul WDM Transmission on SSMF and LEAF Fibers. **Journal of Lightwave Technology**, v. 27, n. 4, p. 396–408, Feb 2009.

THORLABS. 2013. Accessed in 04/04/2013. Disponível em: <www.thorlabs.com>.

TOMBEZ, L. *et al.* Temperature dependence of the frequency noise in a mid-IR DFB quantum cascade laser from cryogenic to room temperature. **Optics Express**, v. 20, n. 7, p. 6851–6859, 2012.

TRANSMODE. **iWDM-PON: Flexible, Open Standards Based Approach**. Application Note, Sep 2011. Disponível em: <www.transmode.com>.

VALLE, A.; PESQUERA, L. Theoretical Calculation of Relative Intensity Noise of Multimode Vertical- Cavity Surface-Emitting Lasers. **Journal of Quantum Electronics**, v. 6, n. 6, p. 597–606, June 2004.

VELJANOVSKI, V. *et al.* Equalisation of Fibre Bragg Gratings' Group Delay Ripple by means of Maximum Likelihood Sequence Estimation. In: **19th Annual Meeting of the Lasers and Electro-Optics Society**. LEOS: IEEE, 2006. p. 777–778.

VPIPHOTONICS. **VPI Optical Systems Users Manual**. Norwood, USA, 2011.

WEY, J. *et al.* Physical layer aspects of NG-PON2 Standards - Part. 1: System design and Technology feasibility. **IEEE/OSA Journal of Optical Communications and Networking**, v. 8, n. 1, p. 33–42, 2016.

WEY, S. **UDWDM PON - the clear technology winner for NG-PON2 [Presentation]**. NFOEC Workshop, Nokia Siemens Networks, Mar 2012. Disponível em: <<https://networks.nokia.com>>.

White Paper. **UDWDM**. Nokia Siemens Network, Apr 2012. Disponível em: <<https://networks.nokia.com/udwdm>>.

White Paper: ADC Telecommunications. **Upgrade Strategies for GPON2 - The WDM-PON Solution**. USA, 2008. Disponível em: <<https://lafibre.info/200807adc>>.

White Paper: Transmode. **WDM-PON: A key component in next generation access**. Stockholm, 2012. Disponível em: <www.infinera.com>.

WINZER, P.; ESSIAMBRE, R. Advanced optical modulation formats. **Proceedings of the IEEE**, v. 94, n. 5, p. 952–985, 2006.

WONG, E. Next-Generation Broadband Access Networks and Technologies. **Journal of Lightwave Technology**, v. 30, n. 4, Feb 2012.

WONG, E.; LEE, K. L.; ANDERSON, T. B. Directly modulated self-seeding reflective semiconductor optical amplifiers as colorless transmitters in wavelength division multiplexed passive optical networks. **Journal of Lightwave Technology**, v. 25, n. 1, p. 67–74, Jan 2007.

WOODWARD, S. *et al.* A spectrally sliced PON employing Fabry-Perot lasers. **IEEE Photonics Technology Letters**, v. 10, n. 9, p. 1337–1339, Sept 1998.

XILINX. **Product Guide for MWR1024RS IP PG170 (Version 0.19)**. USA, Aug. 2013. Disponível em: <www.xilinx.com>.

XIONG, Z. *et al.* Highly tunable bragg gratings in single-mode polymer optical fibers. **IEEE Photonics Technology Letters**, v. 11, n. 3, p. 352–354, 1999.

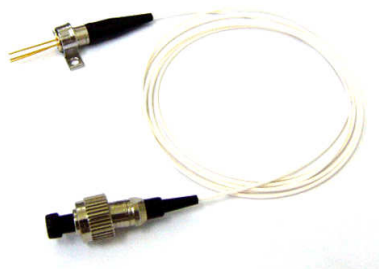
YANG, Y.; LIM, C.; NIRMALATHAS, A. DRoF incorporating multi-level modulation for radio-over-fiber. In: **Asia-Pacific International Topical Meeting on Microwave Photonics Conference**. Singapore: IEEE, 2011. p. 365–368.

- YEH, C. H. *et al.* A self-protected colorless WDM-PON with 2.5 Gbs upstream signal based on RSOA. **Optics Express**, v. 16, n. 6, Aug 2008.
- YUSOF, M. *et al.* Increasing Optical Fiber Transmission Bandwidth Using SCM-WDM Technique. In: **Asian Pacific Communications Conference**. Sep: 21 a 24, 2003.
- ZEI, L. *et al.* Noise Performance of Multimode VCSELs. **Journal of Lightwave Technology**, v. 19, n. 6, p. 884–892, June 2001.
- ZHANG, B. *et al.* Adjustable Chirp Injection-Locked 1.55micro m VCSELs for Enhanced Chromatic Dispersion Compensation at 10-Gbit/s. In: **Conference on Optical Fiber communication/National Fiber Optic Engineers Conference**. OFC: NFOEC, 2008. p. 1–3.
- ZHANG, L.; DOU, R.; CHEN, J. Characteristics of the injection-locked master-slave lasers. **Applied Optics**, v. 47, n. 14, p. 2648–2654, 2008.
- ZHANG, Y. Next Generation Optical Network and Its Optical Components. In: **Internation Conference on Transparent Optical Networks (ICTON)**. Cartagena: IEEE, 2013.
- ZHAO, J. *et al.* Chromatic dispersion compensation using full-field maximum-likelihood sequence estimation. **Journal of Lightwave Technology**, v. 28, n. 7, p. 1023–1031, 2010.
- ZHAO, L.; SHANKAR, H.; NACHUM, A. **40G QPSK and DQPSK Modulation**. White Paper - Inphi Corporation, 2010. Disponível em: <www.inphi.com>.

APÊNDICE A - CATÁLOGOS DOS DISPOSITIVOS CARACTERIZADOS

Neste apêndice estão os catálogos dos seguintes dispositivos:

- (a) Laser Fabry Perot
- (b) Laser VCSEL
- (c) Laser DFB
- (d) RSOA
- (e) Driver para laser da Analog Devices



Features

- 1550nm Wavelength InGaAsP / InP MQW-FP laser diode (LD)
- Uncooled
- Low threshold current
- Hermetically sealed
- -40°C to +85°C operating temperature
- High performance/speed InGaAs monitor PIN-PD
- Base on Telcordia reliability

Application

- SONET OC-24
- Stable emitting source at specific wavelength

Absolute Maximum Ratings

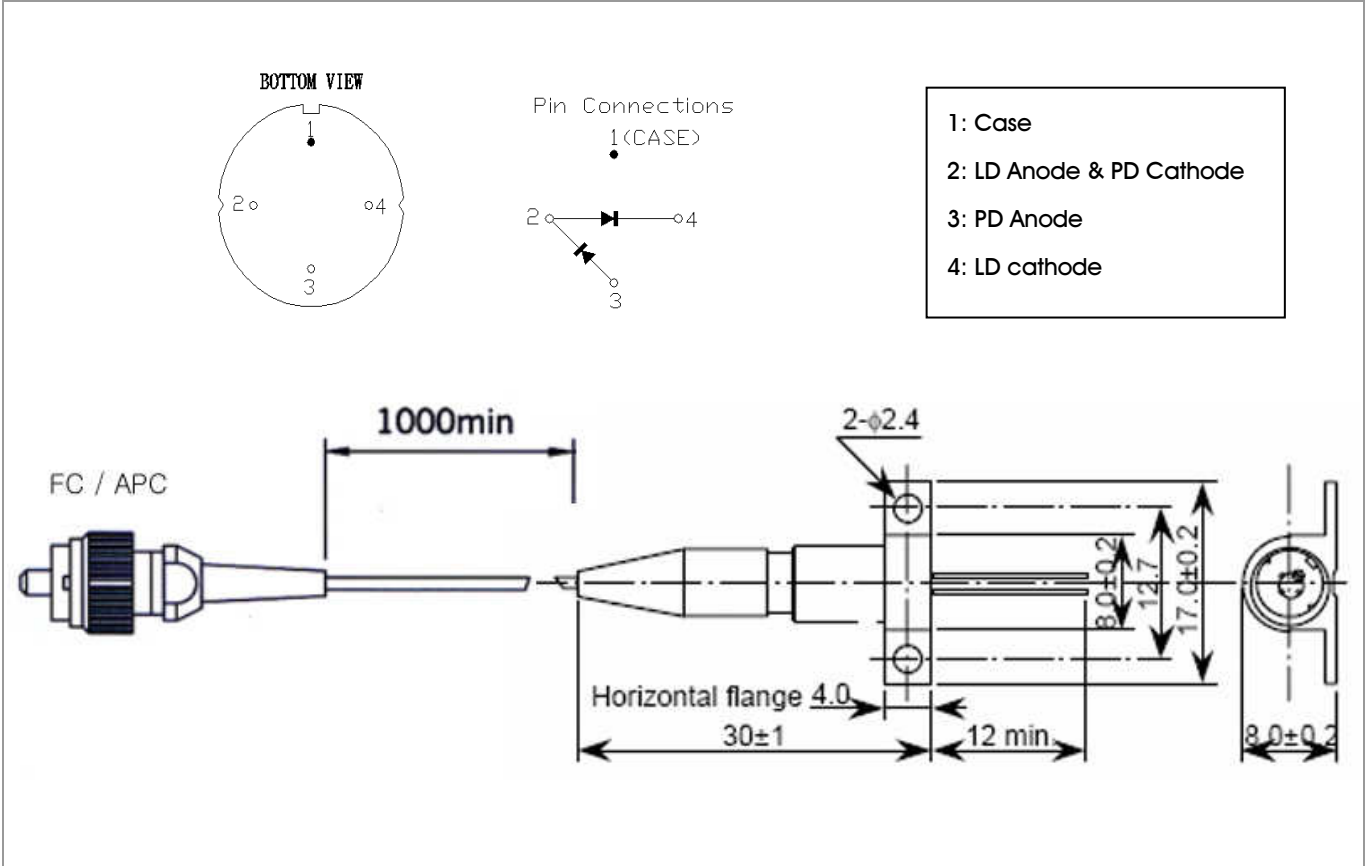
Parameter	Symbol	Value	Unit
Storage temperature	Tstg	-40~+85	°C
Operating case temperature	Top	-40~+85	°C
Peak optical output power	Po	2.5	mW
Forward current (LD)	I _{FLD}	150	mA
Reverse voltage (LD)	V _{RLD}	2.0	V
Reverse current (PD)	I _{RPD}	2.0	mA
Reverse voltage (PD)	V _{RPD}	15	V
Soldering temperature	Stemp	260	°C
Soldering time	Stime	10	sec

Specifications

Electrical and Optical Characteristics (CW @ T=25°C)

Parameter	Symbol	Condition	Min.	Typ.	Max.	Unit
Threshold current	I _{th}	CW	—	10	20	mA
		CW, T _c =-40~+85°C	—	25	40	
Operating voltage	V _{op}	CW, Pop, T _c =-40~85°C	—	1.1	1.5	V
Operating current	I _{op}	Pop=1mW	—	30	35	mA
Peak wavelength	λ _p	CW, Pop, T _c =-40~85°C	1480	—	1580	nm
Spectral width	Δλ	CW, Pop, T _c =-40~85°C	—	1.0	3.0	nm
Rise time	T _r	I _b =I _{th} , 20%~80%	—	0.15	0.30	ns
Fall time	T _f	I _b =I _{th} , 20%~80%	—	0.15	0.30	ns
Monitor current	I _m	Pop, V _{rp} =5V	100	500	—	uA
Monitor dark current	I _d	V _{rp} = 5V	—	0.1	10	nA
		V _{rp} = 5V, T _c =-40~85°C	—	—	500	
Monitor capacitance	C	V _{rp} = 5V, f=1MHZ	—	6	20	pF
Tracking error	—	APC, -40°C~+85°C	—	±0.7	±1.5	dB

Dimensions in mm



Description

The RayCan 1550 nm single mode VCSEL is designed for high-speed, high-performance communication applications.

Features

- Low dependence of electrical and optical characteristics over temperature
- Data rates up to 10 Gbps
- Cylindrical TO package with single mode fiber pigtail

Applications

- Access network for long distance (>2 km)
- Metro area network
- Gigabit Ethernet

Electrical and optical characteristics

(T = 25°C unless otherwise stated)

Parameter	Symbol	Min.	Typ.	Max.	Unit	Notes
Threshold current	I_{th}		2	4	mA	
Forward voltage	V_f			3	V	
Series resistance	R_s		100	200	Ω	
Output power	P_o	0.4	0.5		mW	
Wavelength	λ	1530	1550	1570	nm	
Side mode suppression	SMSR	30	35		dB	
Rise and fall time	t_r t_f		~ 60 ~ 60		psec	(20%-80%)

Absolute maximum ratings

(T = 25°C unless otherwise stated)

Parameter	Symbol	Rating	Unit	Notes
Forward current	I_f	15	mA	
Reverse voltage	V_r	5	V	
Operating temperature	T_{op}	70	°C	
Storage Temperature	T_{stg}	0 ~ 100	°C	
Reflow Temperature	T_{ref}	260	°C	10 sec. 2 mm from case

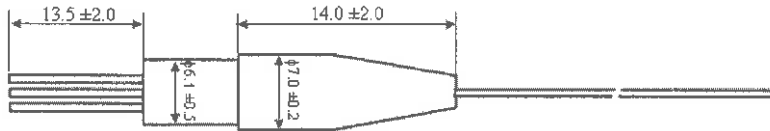
Notice

Conditions exceeding those listed may cause permanent damage to the device. Devices subjected to conditions beyond the limits specified for extended periods of time may adversely affect reliability.

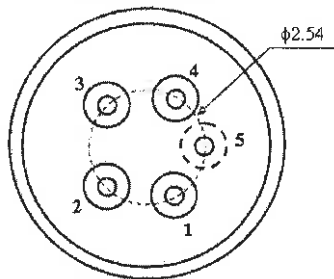
TO Pigtail VCSEL

Dimensions unit : mm

Unit : mm

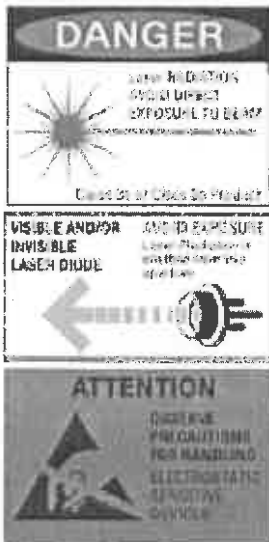


Bottom view



Pin out

Number	Function
1	VCSEL cathode
2	NA
3	NA
4	VCSEL anode
5	Case



Warning

The VCSEL is a class IIIb laser. Laser beams emitted from this product are hazardous to the naked eye. Avoid eye or skin exposure to direct or scattered radiation. Due to the size of the component, the applicable warning logotype, aperture label, and identification label can not be placed on the component.

Caution

This product is sensitive to the electrostatic discharge(ESD). To prevent ESD-induced damage and/or degradation to equipment, take normal ESD precautions when handling this product.

RayCan

KT Center 2F, 138 Gajeong-dong, Yuseong-gu, Daejeon 305-350, Korea
 Tel : +82-42-867-1550 Fax : +82-42-867-1551
 E-mail : raycan@raycan.com www.raycan.com

1550nm DFB Coaxial CDMA

RLD-CD55xxxxx-x-x-x

1、Features

- 1550 nm transmitter with uncooled DFB-LD
- Low noise, low distortion Low threshold current
- Integrated Optical Isolator
- Coaxial Pigtail Package
- operating temperature range: -20°C to 80°C



2、Application

- CDMA/GSM transmission system
- WDM system
- Other analog transmission system

3、Description

Coaxial Laser and Detector with WDM Series use InGaAsP/InP MQW chip. They have features as follows: Low capacitance, low dark current, low noise, low distortion, high reliability, high linearity and wide communication band.

The DFB with an InGaAs monitor PD, it can be used with appropriate feedback control circuitry to set optimal power level for each DFB laser. The DFB laser is designed to convert electrical current into optical power that can be used in CDMA/GSM transmission system and analog applications. As the current changed above the threshold, the optical power will change accordingly.

They are widely used in CATV/CDMA optical device. The laser diode is mounted into a coaxial package with single mode fiber pigtail. FC/UPC, FC/APC, SC/UPC or SC/APC receptacle output, the connector can be selected.

4、Performance Specifications

4.1 Absolute Maximum Ratings

Beyond the scope of absolute maximum ratings can cause permanent damage to the device. If it has been a long time to use the device in the absolute maximum ratings may affect device reliability.

Absolute Maximum Ratings					
Parameter	Symbol	Min	Max	Units	Notes
Reverse Voltage(LD)	V_{RL}	---	2	V	
Forward Current(LD)	I_{FL}	---	120	mA	
Reverse Voltage(MPD)	V_{RMP}	---	15	V	
Forward Current(MPD)	I_{FMP}	---	2	mA	
Operating Temperature ^[1]	T_C	-20	+80	°C	Case temperature
Storage Temperature	T_{STG}	-40	+85	°C	Ambient temperature
Relative Humidity	RH	---	80	%	
Lead Soldering Temperature/Time	T_S	---	260/10	°C/S	
Fiber Yield Strength		---	1	kgf	
Fiber Bend Radius		30	---	mm	

Notes: [1] Operating Temperature is available in 0~70°C or -20~80°C.

4.2 Electric and Optical Characteristics

(All measurements are at Case temperature of 25°C ± 3°C & 1550nm unless stated otherwise.)

Transmitter Operating Characteristic-Optical							
Parameter		Symbol	Min	Typical	Max	Unit	Notes
Fiber Output Power ^[1]	RLD-CD55xxx1	P_o	1.4	---	2.5	mW	CW, $I_f = I_{th} + 20mA$
	RLD-CD55xxx2		2	---	3.6		CW, $I_f = I_{th} + 20mA$
Slope Efficiency	RLD-CD55xxx1	η	0.07	---	0.125	W/A	CW
	RLD-CD55xxx2		0.1	---	0.18		CW
Center Wavelength		λ	1530	1550	1570	nm	CW, $I_f = I_{th} + 20mA$
Spectral Width(-20dB)		$\Delta\lambda$	---	0.5	1	nm	CW, $I_f = I_{th} + 20mA$
Side-Mode Suppression Ratio		SMSR	30	---	---	dB	CW, $I_f = I_{th} + 20mA$
Modulation Bandwidth	RLD-CD55xxx-A	BW	1	2	2.5	GHz	-3dB
	RLD-CD55xxx-B		3	---	---		-3dB
Tracking Error		TE	-1.5	---	1.5	dB	I_M hold@ $P_F = 2mW, 25^\circ C, CW, T_C = -20 \sim +80^\circ C$
Optical Isolation		ISO	30	---	---	dB	With Single Stage Isolator
			45	---	---	dB	With Double Stage Isolator
Return Loss		RL	40	---	---	dB	SC/UPC or FC/UPC connector
			50	---	---		SC/APC or FC/APC connector

Notes: [1] For 2~3.6mW products by increasing the operating current to achieve 4mW products.

Transmitter Operating Characteristic-Optical, Electrical						
Parameter	Symbol	Min	Typical	Max	Unit	Notes
Threshold Current	I_{th}	---	8	15	mA	CW
Operating current	I_F	---	25	75	mA	CW, Pf=2.0mW, Tc=-20~+80°C
Operating Voltage	V_F	---	1.2	1.6	V	CW
Monitor Current	I_M	100	---	1000	μ A	CW, If= I_{th} +20mA, V_{RMP} =1V
Monitor Dark Current	I_D	---	---	100	nA	CW, V_{RMP} =5V
Photodiode Capacitance	C	---	---	10	pF	V_{RMP} =5V, f=1MHz
3rd Order Inter-modulation Distortion	IMD3	---	-65	-60	dBc	[1], CW
3rd Order Inter-modulation Distortion	IMD3	---	---	-55	dBc	[2], CW
Relative Intensity Noise	RIN	---	---	-145	dB/Hz	CW

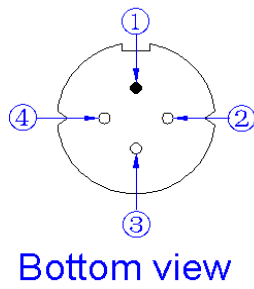
Notes:

[1] Test conditions: Pf =2.0 mW, Tc=25°C, 2 channel unmodulated carriers 800MHz and 801MHz, Zero link loss, RF 0dBm input and output tested.

[2] Test conditions: Pf =2.0 mW, Tc=25°C, 2 channel unmodulated carriers 1.9GHz and 1.901GHz, Zero link loss, OMI=20% tested.

Pigtail parameters	
Parameter	Symbol
Optical connector	FC/UPC, FC/APC, SC/UPC or SC/APC (IEC874/7)
Mode field diameter	9.5±1 μ m
Cladding diameter	125±2 μ m
Outermost Jacket	900±100 μ m
Pigtail Length	0.5±0.05m or 1.0±0.05m

5、LD Pin Assignment



Type A

PIN (725)	
1	LD + /CASE
2	LD-
3	PD-
4	PD+

Figure1

6、Dimensions

Dimensions are in millimeters. All dimensions are $\pm 0.1\text{mm}$ unless otherwise specified. (Unit: mm)

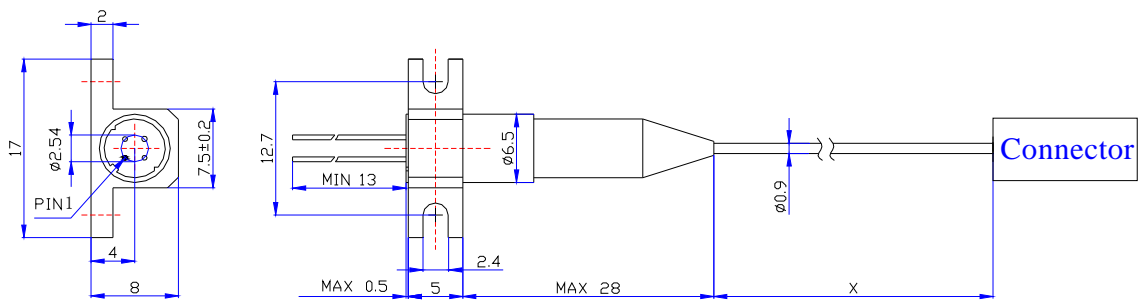


Figure2

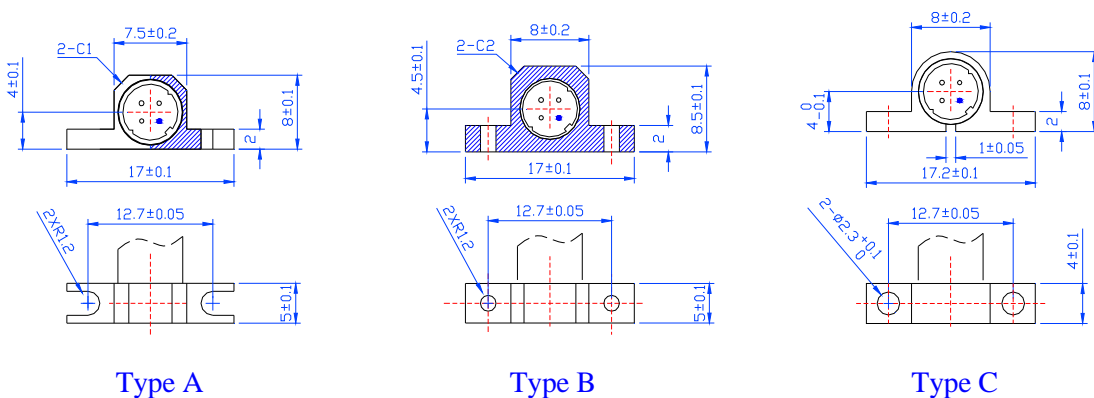
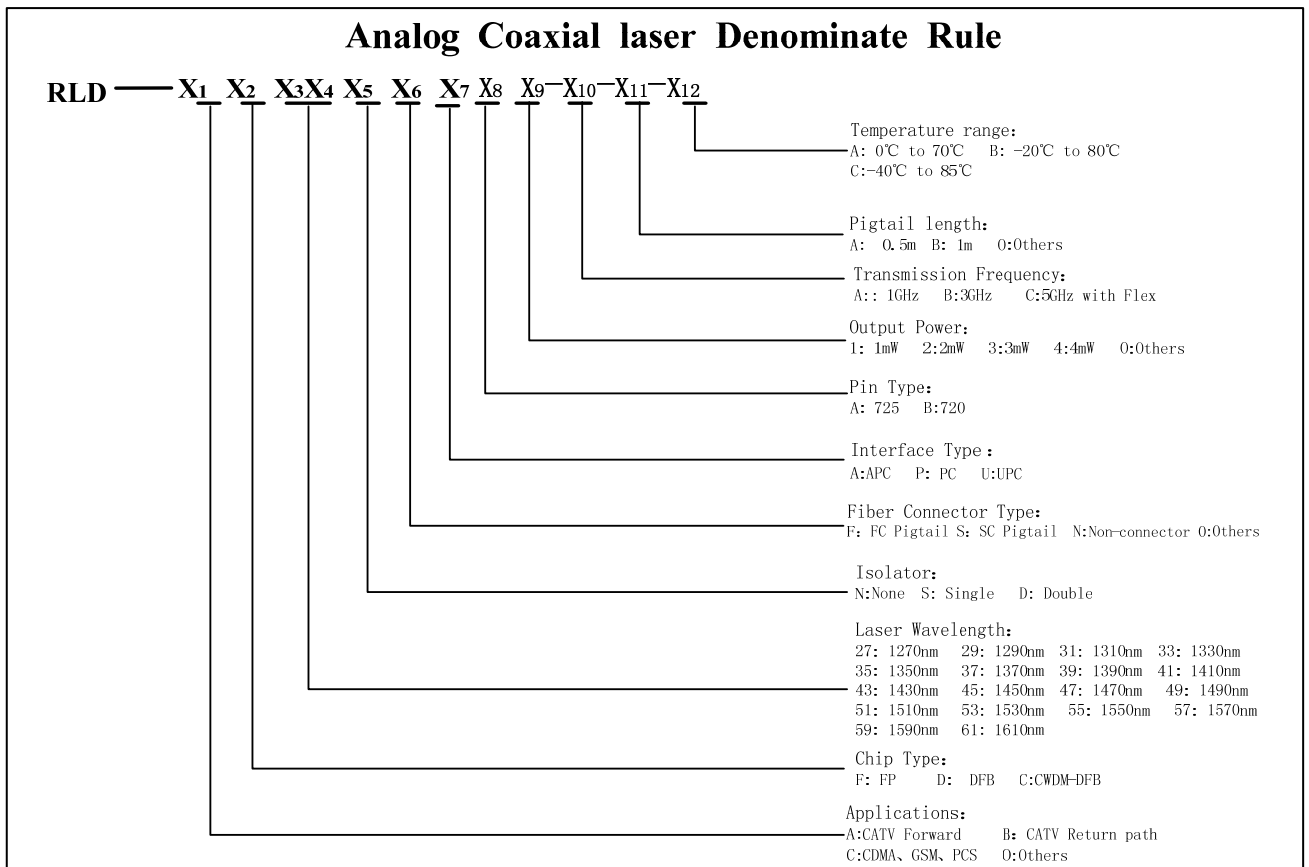


Figure3

7、Ordering Information



Ordering Information	Specification				
Package	Fiber Output Power	Connector (Fig. 2)	Pigtail Length ("X" in Fig. 2)	Bracket (Fig.3)	Notes
RLD-CD55SFAA1-A-B-B	1.4~2.5mW	FC/APC	1.0m±0.05m	Type A	Single Stage Isolator
RLD-CD55SFAA2-A-B-B	2~3.6mW	FC/APC	1.0m±0.05m	Type A	Single Stage Isolator
RLD-CD55SSAA1-B-B-B	1.4~2.5mW	SC/APC	1.0m±0.05m	Type A	Single Stage Isolator
RLD-CD55SSAA2-B-B-B	2~3.6mW	SC/APC	1.0m±0.05m	Type A	Single Stage Isolator
RLD-CD55DSAA2-B-B-B	2~3.6mW	SC/APC	1.0m±0.05m	Type A	Double Stage Isolator
RLD-CD55DFUA2-B-B-B	2~3.6mW	FC/UPC	1.0m±0.05m	Type A	Double Stage Isolator
RLD-CD55DFAA2-B-B-B	2~3.6mW	FC/APC	1.0m±0.05m	Type A	Double Stage Isolator

8、Contact Information

Wuhan Huagong Genuine Optics Technology Co., Ltd

Address: Science & Technology Region of HUST, Donghu High-Tech Zone
Wuhan, Hubei Province, 430223, China

● Tel: +86-27-87180102

● Fax: +86-27-87180220

Email: market@genuine-opto.com

Website: <http://www.genuine-opto.com>

Statement

HG Genuine possesses the authority for ultimate explanation of all information contained in this document, which is subject to change without prior notice. All the information was obtained in specific environments; and HG Genuine will not be responsible for verifying the products performance in customers' operating environments, neither liable for the performance of users' products. All information contained is only for the users' reference and shall not be considered as warranted characteristics. HG Genuine will not be liable for damages arising directly or indirectly from any use of the information contained in this document.

Publishing Date: 2012-1-20

Copyright © HG Genuine

All Right Reserved

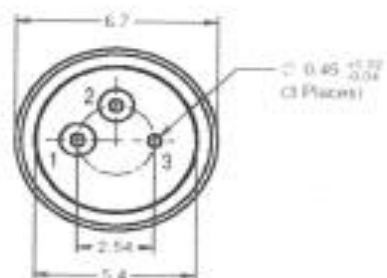
Device Performance

kamelian[®]

Part # RSOA-18-TO-C-FA
Device Serial # 39-07-0301279886

Pin Allocation & Package Dimensions

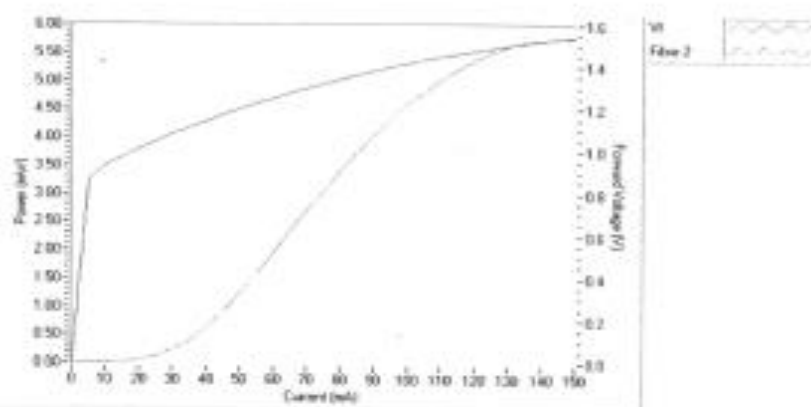
pin	Description
1	Anode
2	Cathode
3	Case Ground



Maximum Ratings

Operating case temperature	0 to +60 °C
Reverse voltage	< 3 V
Forward current	< 150 mA

LVI Characterisation



GENERAL DESCRIPTION

This data sheet describes the optical evaluation kit for the ADN2526, a 10 Gbps, active back-termination, and differential laser diode driver. The differential output configuration combined with on-chip active back-termination ensures high quality optical eyes at lower power consumption compared with traditional approaches on 10 Gbps laser diode drivers. Complete specification of the [ADN2526](#) is available from the datasheet, and should be consulted in conjunction with this data sheet when using the evaluation board. The EVAL-ADN2526-OPZ evaluation kit consists of an evaluation board that provides optical evaluation of the ADN2526 with an Opnext 10 Gbps 1310 nm TOSA (LD5033SMDL). The EVAL-ADN2526-NTZ evaluation kit consists of the same evaluation board without a TOSA attached.

To evaluate the ADN2526's performance, the board must be connected to the test setup as shown in Figure 1. A fiber patch cord with an appropriate connector for the TOSA end is required to connect the TOSA to the oscilloscope.

The power supply must be able to deliver 400 mA at 3.3 V. The amplitude of the data signal from the pattern generator must be adjusted to within the ADN2526 data sheet specifications for data inputs, typically 1 V peak to peak differential (500 mV single-ended on DATAP and DATAN). The oscilloscope/digital communications analyzer must have a 1310 nm optical channel that can accept and display properly the optical signals generated by the TOSA.

The co-axial cables used to connect the pattern generator to the evaluation board DATAP/DATAN inputs must be suitable for carrying 10 Gbps signals without significant reduction of rise/fall time or introduction of pattern jitter. They should also be a matched pair with a delay skew of ≤ 2 ps. An example of suitable cables is the 60 cm Lab-Flex® 160 cables with 2.4 mm connectors from Florida RF Labs.

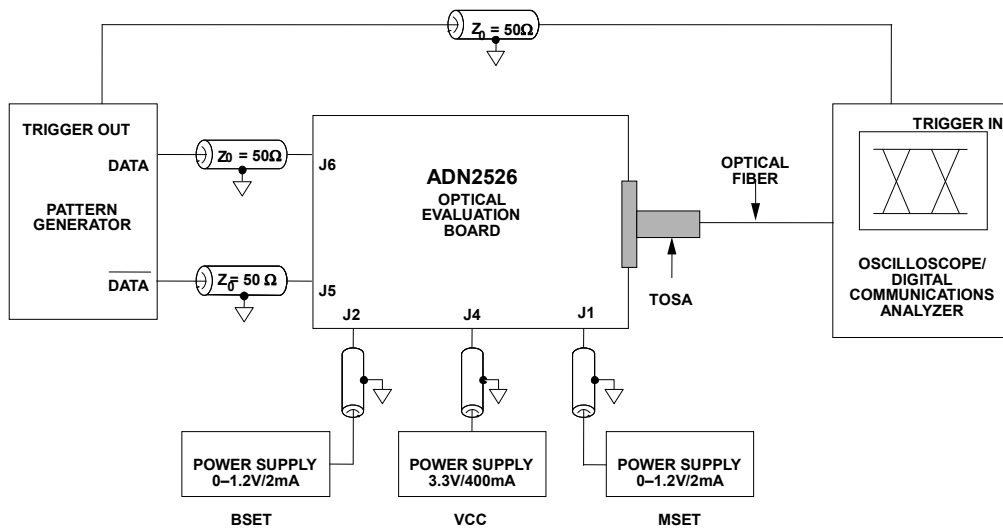


Figure 1. ADN2526 Optical Evaluation Board Test Setup

Rev. 0

Evaluation boards are only intended for device evaluation and not for production purposes. Evaluation boards are supplied "as is" and without warranties of any kind, express, implied, or statutory including, but not limited to, any implied warranty of merchantability or fitness for a particular purpose. No license is granted by implication or otherwise under any patents or other intellectual property by application or use of evaluation boards. Information furnished by Analog Devices is believed to be accurate and reliable. However, no responsibility is assumed by Analog Devices for its use, nor for any infringements of patents or other rights of third parties that may result from its use. Analog Devices reserves the right to change devices or specifications at any time without notice. Trademarks and registered trademarks are the property of their respective owners. Evaluation boards are not authorized to be used in life support devices or systems.

TABLE OF CONTENTS

General Description.....	1	Using the Evaluation Board PCB Layout in an Optical Transmitter design.	5
Revision History.....	2	Evaluation Board Schematics and Artwork.....	6
Evaluation Board Hardware.....	3	Ordering Information.....	8
Connectors.....	3	Components Listing.....	8
Terminals.....	3	Ordering Guide.....	8
Jumpers.....	3	ESD Caution.....	8
Quick Start for Optical Evaluation.....	4		

REVISION HISTORY

- 08/10 – Deleted “Preliminary” label per ADKK request**
- 06/09 – Added optical eye performance from 1.25G to 6G**
- 05/09 – Added 10G eye optimization BOM changes**
- 02/09 – Revised to RoHS compatible description**
- 6/07—Revision 0: Initial Version**

EVALUATION BOARD HARDWARE

CONNECTORS

The ADN2526 is capable of delivering an 80 mA differential modulation current and 100 mA bias current. Applying dc voltages to the ADN2526 BSET and MSET pins sets the bias and modulation currents. The board is set up so that the outputs of the ADN2526 are ac-coupled to the TOSA. The board is fitted with connectors that allow the user to connect the evaluation board to the test setup. Table 1 describes the name and function of each connector on the board.

Table 1. Connector Description

Connector	Description
J1	Allows the user to apply an external dc voltage source to control the differential modulation current provided by the ADN2526.
J2	Allows the user to apply an external dc voltage source to control the bias current provided by the ADN2526.
J3	Automatic Laser Shutdown. Allows the user to enable/disable the bias and modulation current by applying a low/high logic level (not greater than VCC).
J4	Power Supply Connector. The board supply voltage is 3.3 V with respect to GND.
J5	Negative data input. A PECL/CML data signal should be applied.
J6	Positive Data Input. A PECL/CML data signal should be applied.
J9	25 Ω Test Transmission Line.

TERMINALS

The evaluation board accommodates the terminal assignment of the multisource agreement for the 10 Gbps XMD miniature device (EVAL-ADN2526-OPZ).

Table 2. XMD MSA TOSA Terminal Function Definition

Terminal Number	Option 1	Option 2
1	PD Cathode	PD Cathode
2	Signal Ground	Signal Ground
3	LD Cathode	LD Cathode
4	LD Anode	LD Anode
5	Signal Ground	Signal Ground
6	Thermistor	NC

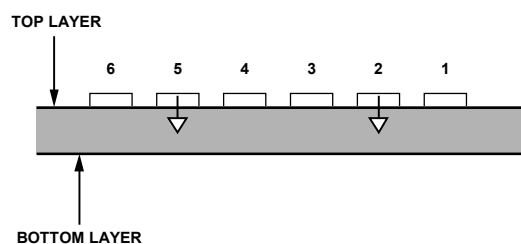


Figure 2. Pinout of TOSA Footprint on PCB (Looking Toward the Edge of the Board)

For additional optical eye diagram performance data and for information on optimizing the performance of the evaluation board for different TOSAs, please contact local Analog Devices representative.

JUMPERS

Automatic laser shutdown is configurable, driven either by voltages generated on the board or by external voltages as described in Table 3.

Table 3. Jumper Configurations

Jumper	Jumper Setting	Configuration Description
P4	A	Enables the bias and differential modulation currents.
	B	Disables the bias and differential modulation currents.
	Removed	Allows user to enable/disable the bias and differential modulation currents by applying a low/high logic level to J3 from an external source.

CPA CIRCUIT

ADN2526 provides the Cross Point Adjust feature. Applying an external voltage to the pin 2: CPA can adjust the cross point of an optical output eye from 35% to 65%. In factory default, CPA pin has internal circuit biased to about 1.9V for the default of 50% cross point. So if not used CPA feature, leave the CPA pin in NC (floating). If requested for a dedicated cross point position, an external voltage to CPA pin is necessary.

On the evaluation board, R4, R5, R6 form a resistor divider to apply one programmable voltage to CPA pin. C16 works as a decoupling capacitor (low pass filter) to CPA pin. In factory default, none of R4, R5, R6, and C16 are populated on the evaluation board.

EVALZ-ADN2526

QUICK START FOR OPTICAL EVALUATION

Using the EVAL-ADN2526-NTZ Evaluation Kit

1. If using evaluation kit EVAL-ADN2526-NTZ, solder a TOSA to the evaluation board, following soldering guidelines in the TOSA data sheet.
2. If required, change the ALS jumper settings to obtain the desired configuration, using **Table 3**.
3. Connect the evaluation board to an oscilloscope, pattern generator, and power supplies as shown in Figure 1. A suitable pattern generator is the Anritsu MP1763B and a suitable oscilloscope is the Agilent 86100B with 86105C optical plug in module. Use co-axial cables for DATAP and DATAN of the type recommended in the General Description section.
4. Run any applicable user calibrations on the oscilloscope optical input.
5. Turn on the power supply (3.3 V) connected to J4. Check that the current drawn from the 3.3 V power supply is within the limits of the I_{SUPPLY} specifications in the ADN2526 data sheet. In factory lab, we limited this supply current to about 300mA.
6. Increase the voltage applied to J2: BSET, starting from 0 V until the desired optical average power is obtained. In factory lab, we limited this supply current to about 2mA.
7. Increase the voltage applied to J1: MSET, starting from 0 V until the desired extinction ratio is obtained. In factory lab, we limited this supply current to about 2mA.

To prevent damage to the TOSA, it is advisable to gradually adjust the BSET and MSET voltages back to 0 V before turning off the power supplies.

Using the EVAL-ADN2526-OPZ Evaluation Kit

When using the EVAL-ADN2526-OPZ evaluation kit, it is recommended that the kit is initially set up to reproduce the sample optical eye diagram that is included with the kit. This confirms that the test setup is configured correctly to produce a high quality optical eye diagram. The following steps should be followed to reproduce the sample optical eye diagram:

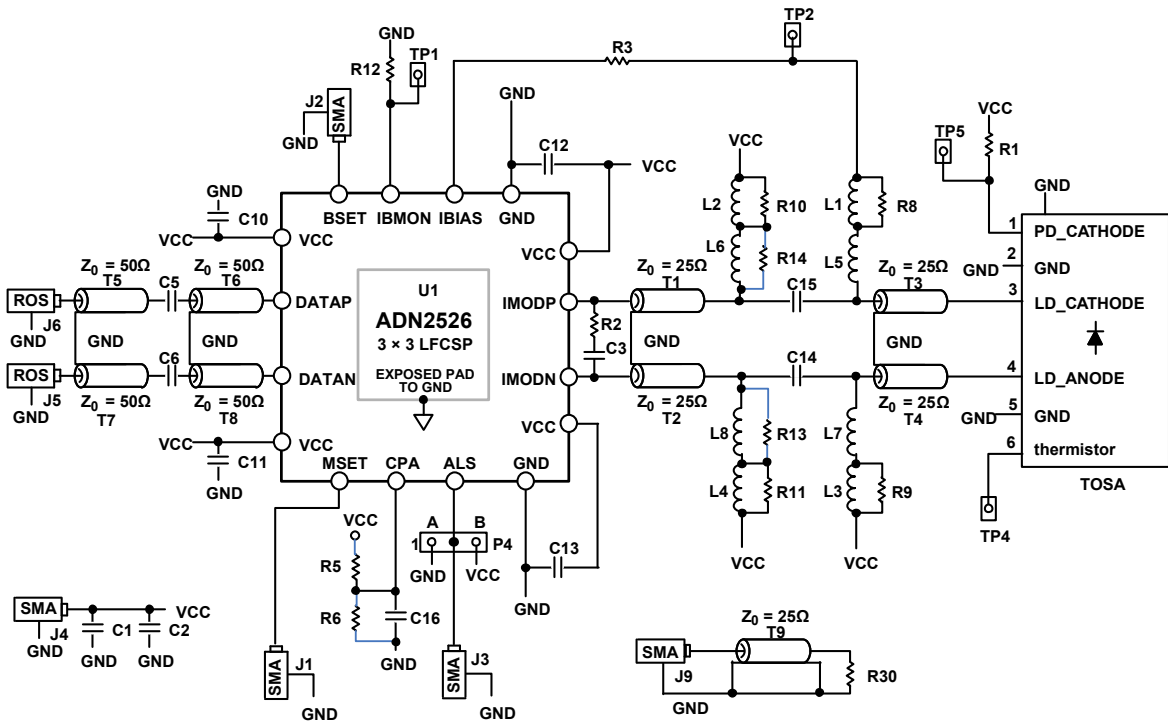
1. Set up the board following the recommendations in the Quick Start for Optical Evaluation section.
2. Adjust the data rate and pattern to the settings used in the sample optical eye diagram and select the appropriate optical filter and wavelength on the oscilloscope.
3. Adjust the BSET and MSET voltages to the settings used in the sample optical eye diagram.
4. Confirm that the VCC supply current (I_{CC}) and the IBMON voltage at TP1 are close to the values reported in the sample optical eye diagram. If either of the values is significantly different, this indicates that there is a problem with the test setup, evaluation board, or TOSA, and this should be investigated.
5. Confirm that the real average power is close to the value reported in the sample optical eye diagram. The real average power is the average power as measured by the test

equipment plus the measured attenuation of any optical attenuators in the optical signal path. If the value is significantly different, this indicates that there is a problem with the test setup, evaluation board, or TOSA, and this should be investigated. Less significant differences can sometimes be attributed to some of the following:

- a. Dirt in the fiber connectors, optical attenuators, or oscilloscope optical input can cause errors in average power.
 - b. Optical coupling can be quite variable at the TOSA because there is no latching mechanism for the fiber connector. By ensuring that the connector is fully inserted and rotating, the connector can eliminate small discrepancies in real average power.
 - c. Calibration differences between the oscilloscope in the test setup and the oscilloscope used to measure the sample optical eye diagram can cause small discrepancies in measured average power.
6. Confirm that the extinction ratio is close to the value reported in the sample optical eye diagram. If the value is significantly different, this indicates that there is a problem with the test setup, evaluation board, or TOSA and this should be investigated. Because the extinction ratio is a sensitive measurement, small discrepancies can be attributed to using different oscilloscope or optical plug-in models or even different optical plug-ins of the same model.
 7. Select the same eye mask and mask Y-alignment method as used in the sample optical eye diagram.
 8. Select the same number of waveforms for the eye diagram capture as used in the sample optical eye diagram.
 9. Confirm that the average mask margin is close to the value reported in the sample optical eye diagram. If the value is significantly different, this indicates that there is a problem with the test setup, evaluation board, or TOSA and this should be investigated. Differences can be attributed to some of the following:
 - a. A poor quality differential electrical eye diagram at the output of the co-axial cables from the pattern generator results in a poor optical eye diagram. Measuring the electrical eye diagram on these signals confirms or eliminates this possibility. Delay skew >2 ps between the DATAP and DATAN signals is one example of a degraded input signal that leads to a degraded optical eye diagram.
 - b. Small discrepancies can be attributed to using different oscilloscope or optical plug-in models or even different optical plug-ins of the same model. Different optical plug-in models have different bandwidths, noise, and time-base jitter and this can affect eye mask margin. Different optical plug-ins of the same model can have different frequency responses in the optical filter that is within the allowed tolerance and this can affect eye mask margin.
 - c. If an optical attenuator is required to keep the eye diagram within the oscilloscope range, an attenuation

EVALZ-ADN2526

EVALUATION BOARD SCHEMATICS AND ARTWORK



06369-003

Figure 4. Schematic of Generation G Evaluation Board

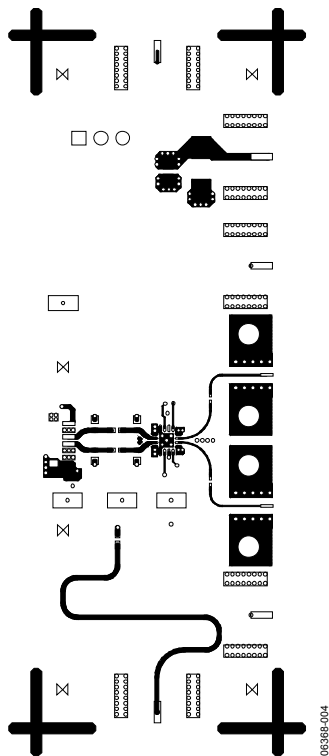


Figure 5. Layer 1 (Signal)

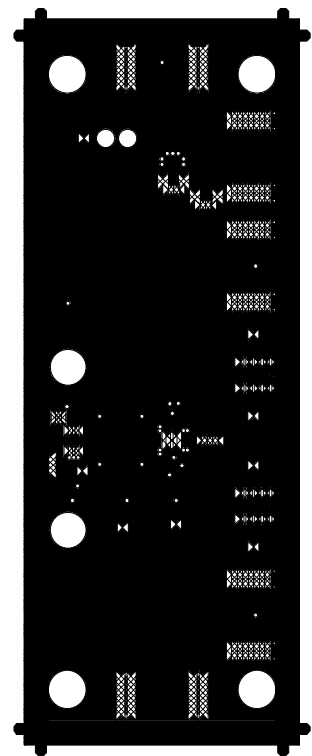


Figure 6. Layer 2 (GND)

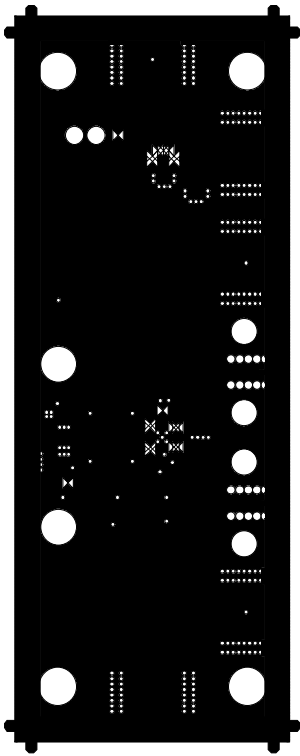


Figure 7. Layer 3 (VCC)

06386-006

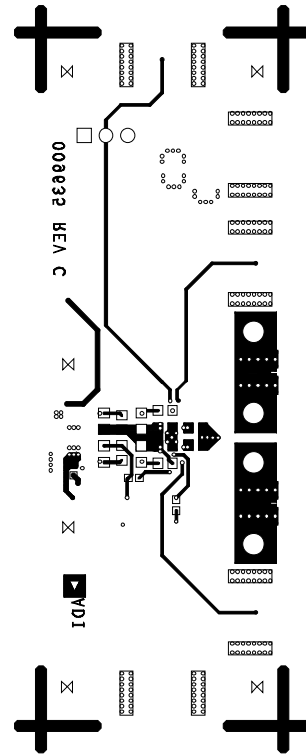


Figure 9. Silkscreen Top

06386-007

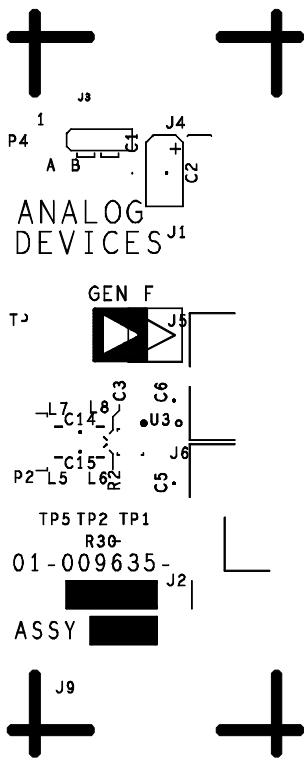


Figure 8. Layer 4 (Signal)

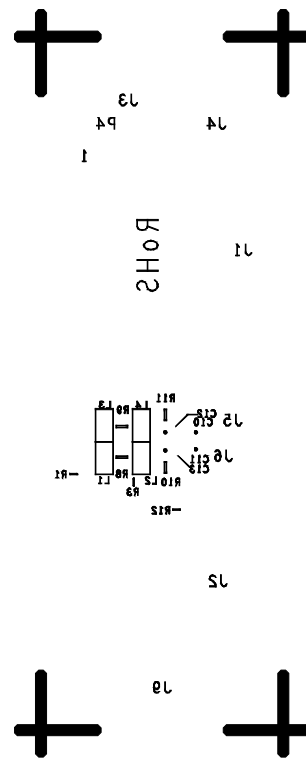


Figure 10. Silkscreen Bottom (Bottom View)

06386-009

EVALZ-ADN2526

ORDERING INFORMATION

COMPONENTS LISTING

Table 4. Components list (BOM Rev. 0)

Qty	Reference Designator	Description	Supplier/Number
2	R1, R3	0 Ω, 0402 size resistor	
2	R10, R11	10 Ω, 0603 size resistor	
2	R13, R14	60 Ω, 0603 size resistor	
2	R8, R9	100 Ω, 0603 size resistor	
2	C14, C15	1000 nF, 0402 size capacitor;	Panasonic ECJ-0EB0J105K
4	C10, C11, C12, C13	100 nF, 0402 size ceramic capacitor;	BC Components VJ0402V104ZXJCW1BC
3	C1, C5, C6	10 nF, 0402 size ceramic capacitor;	BC Components VJ0402Y103KXJCW1BC
2	L6, L8	18 nH, 0402 size inductor;	Murata LQW15AN18NJ0
2	L5, L7	0402 size ferrite	Murata BLM15HG102SN1
4	L1, L2, L3, L4	10 μH, 0805 size inductor	Murata LQM21FN100M70L
1	R2	33 Ω, 0201 size resistor; mounted upside-down	Panasonic ERJ-1GEF330C
1	C3	0.1 pF, 0201 size capacitor	AVX 02013J0R1PBWTR
1	C2	10 μF, Case-C tantalum capacitor	
1	P4	Jumper and 3-pin header	
1	R12	1 kΩ, 0603 size, 0.1% resistor	
1	R30	25 Ω, not populated	
1	R5	4K Ω	
2	J5, J6	2.92 mm connector	Rosenberger
4	J1, J2, J3, J4	Side-launch SMA connector	
1	U3	10.7 Gbps differential laser diode driver	Analog Devices ADN2526
1	TOSA (EVAL-ADN2526-OPZ only)	10 Gbps XMD TOSA	OpNext LD5033SMDL

ORDERING GUIDE

Model	Description
EVAL-ADN2526-OPZ ¹	Optical Evaluation Board with an XMD TOSA Populated
EVAL-ADN2526-NTZ ¹	Optical Evaluation Board Without an XMD TOSA Populated

¹ Z = RoHS Compliant Part..

ESD CAUTION



ESD (electrostatic discharge) sensitive device.

Charged devices and circuit boards can discharge without detection. Although this product features patented or proprietary protection circuitry, damage may occur on devices subjected to high energy ESD. Therefore, proper ESD precautions should be taken to avoid performance degradation or loss of functionality.

TYPICAL PERFORMANCE TEST RESULTS

For all the tests below, set an EVAL-ADN2526-OPZ at $V_{CC} = 3.3V$, $V_{BEST} = 0.26V$, and $V_{MSET} = 0.246V$, unless otherwise specified.

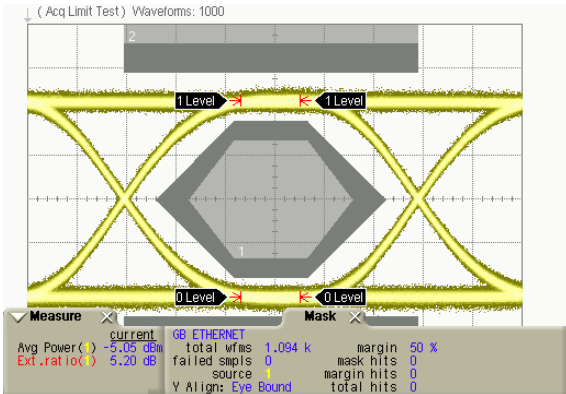
The following optical eyes collected with one 2.3dB optical attenuator, 1310nm, 1 meter 9/125um Single Mode Fiber.

©2007 Analog Devices, Inc. All rights reserved. Trademarks and registered trademarks are the property of their respective owners.
EB06368-0-6/07(0)

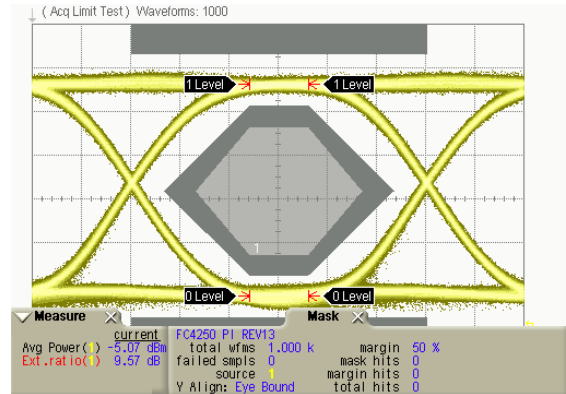


www.analog.com

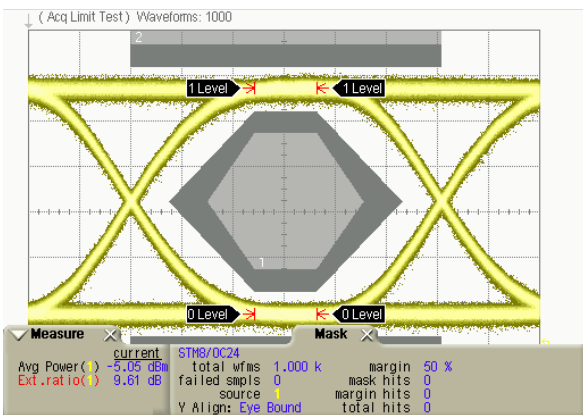
1. PPG = 1.25G at PRBS 11. With 1.25G optical filter and GE mask enabled.



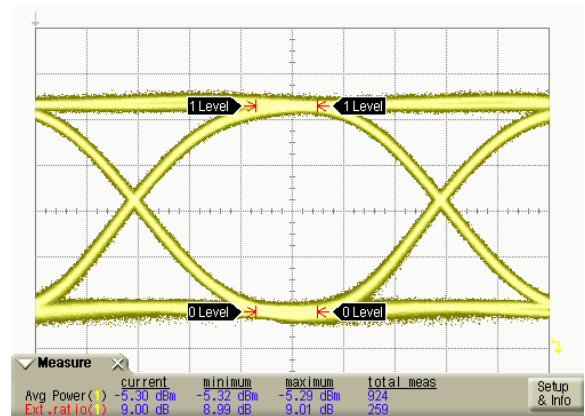
4. PPG = 4.25G at PRBS 23. With 4.25G FC optical filter and 4.25G FC mask enabled.



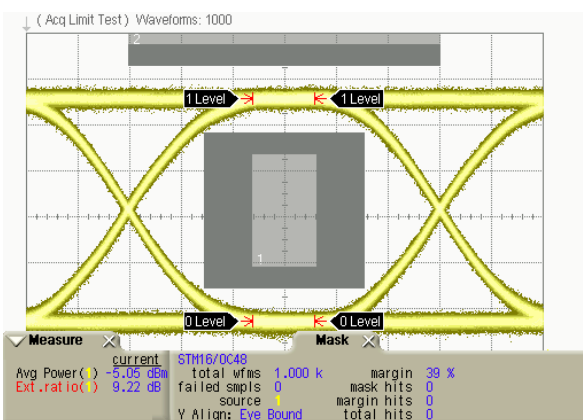
2. PPG = 1.244G at PRBS 31, With OC12 optical filter and OC12 mask enabled.



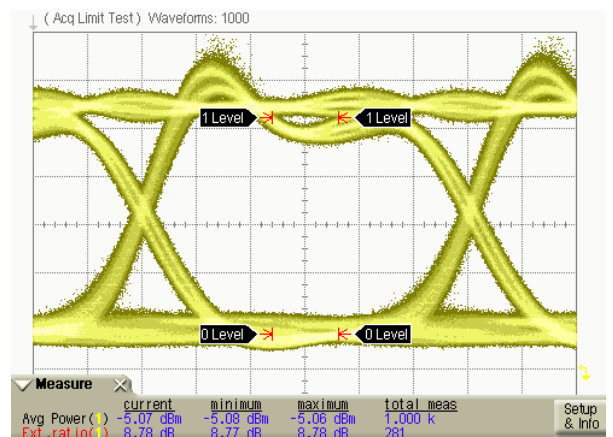
5. PPG = 4.9G at PRBS 23. With 4.25G FC optical enabled.



3. PPG = 2.488G at PRBS 31. With OC48 optical filter and OC48 mask enabled.



6. PPG = 6.03G at PRBS 23.



APÊNDICE B – FP-LD SOB O EFEITO DE TRAVAMENTO POR INJEÇÃO

A técnica consiste em injetar sinal semente em uma cavidade de material semiconductor, seja por um laser CW ou, até mesmo, por meio de um sinal de ASE de banda estreita cuja frequência central esteja em fase e próxima à frequência do modo que se deseja travar. A proximidade entre a frequência central do sinal semente e a frequência do modo do FP-LD escolhido é essencial para que ocorra ressonância na cavidade, reduzindo a potência óptica emitida pelos demais modos e forçando o laser a oscilar em modo único. Desta forma, uma cavidade de FP-LD pode comportar-se como fonte óptica monomodo em vários comprimentos de onda variando-se o a frequência central do sinal semente(LAU *et al.*, 2009; DUARTE, 2011).

B.1 INJEÇÃO DE SINAL SEMENTE COERENTE

Uma das formas de se utilizar a técnica de travamento na cavidade de um FP-LD é a injeção de sinal semente por um laser monomodo, como o DFB, por exemplo, operando em CW. Infelizmente, o custo de disponibilizar um DFB específico para gerar o sinal semente para travar apenas um FP-LD é inviável do ponto de vista econômico. Entretanto, pode-se projetar vários FP-LD similares com um espaçamento modal relativamente curto de forma a se obter um espectro plano. Desta forma, um dos FP-LD poderia ser usado como uma fonte de banda larga do sistema para travar outros FP-LD localizados nas ONUs.

Será descrito a seguir o comportamento de um sistema óptico constituído de duas cavidades de FP-LD. O espectro do primeiro FP-LD, considerado o laser mestre (ML - *Master Laser*) do sistema, é devidamente fatiado por um filtro passa-faixa de forma a se utilizar apenas um dos modos da cavidade para ser injetado no segundo FP-LD, considerado como o laser escravo (SL - *Slave Laser*). Os dois dispositivos operam em regime CW. Caso a ONU receba o sinal semente de um dispositivo externo, serão utilizados dois lasers separados, mas caso a ONU utilize o processo de auto realimentação, o ML e o SL serão o mesmo laser, embora tratados como se fossem separados. A dinâmica do SL monomodo travado por um sinal óptico coerente está muito bem fundamentada na literatura (HALDAR *et al.*, 2005; GORDON, 2006; ZHANG

et al., 2008b), e as equações de taxas que modelam tal dinâmica são dadas por:

$$\frac{dS(t)}{dt} = \{a[N(t) - N_{tr}] - \gamma\}S(t) + 2\kappa_c \sqrt{S(t) \cdot S_{inj}(t)} \cos[\phi(t)] \quad (\text{B.1})$$

$$\frac{d\phi(t)}{dt} = \frac{\beta_c}{2} \{a[N(t) - N_{tr}] - \gamma\} - \kappa_c \sqrt{\frac{S_{inj}(t)}{S(t)}} \sin[\phi(t)] - \Delta\omega_{inj} \quad (\text{B.2})$$

$$\frac{dN(t)}{dt} = J(t) - \gamma_e(N)N(t) - \{a[N(t) - N_{tr}] - \gamma\}S(t) \quad (\text{B.3})$$

Nas equações acima, $S(t)$ é o número de fótons do SL, γ é o valor das perdas na cavidade, $N(t)$ é o número portadores eletrônicos do SL, β_c é a constante de propagação na cavidade, $J(t)$ é a taxa de corrente elétrica, N_{tr} é o número de portadores eletrônicos na transparência, a é a taxa da constante de ganho linear e $\phi(t)$ é a diferença de fase entre o ML e o SL. Os termos de injeção, κ_c , $S_{inj}(t)$ e $\Delta\omega_{inj}$ são a constante de acoplamento, o número de fótons injetado no SL e a diferença em frequência (*detuning*) entre o ML e o SL. $\Delta\omega_{inj}$ é definida como:

$$\Delta\omega_{inj} = \omega_{inj} - \omega_{fr} \quad (\text{B.4})$$

sendo que ω_{inj} é a frequência de emissão do ML e ω_{fr} é a frequência do SL antes da injeção, ou seja, na ausência de sinal óptico externo. $\Delta\omega_{inj} = 0$ no caso de ONUs auto realimentadas.

B.2 SOLUÇÕES EM ESTADO ESTACIONÁRIO

Em estado estacionário, a solução das equações de taxa do SL travado sob injeção é a base para o entendimento da dinâmica do fenômeno de travamento em fontes ópticas. É conveniente expressar as soluções de B.1, B.2 e B.3 em estado estacionário do SL travado em relação à solução do SL em estado não travado (*free running*). As condições necessárias são (DUARTE, 2011):

$$\frac{dS(t)}{dt} = 0 \quad (\text{B.5})$$

$$\frac{d\phi(t)}{dt} = 0 \quad (\text{B.6})$$

$$\frac{dN(t)}{dt} = 0 \quad (\text{B.7})$$

Combinando-se as equações B.1 e B.3, obtém-se:

$$S_{fr} = \frac{J - \gamma_e(N_{th})N_{th}}{\gamma} \quad (\text{B.8})$$

onde S_{fr} é o número de fótons do SL em estado free-running e N_{th} é o número de portadores eletrônicos de limiar, dado por:

$$\lim_{(\gamma \rightarrow a[N(t) - N_{tr}])} N_{th} \rightarrow N_{tr} + \frac{\gamma}{a} \quad (\text{B.9})$$

As soluções das equações B.1, B.2 e B.3, após certa manipulação algébrica, para o SL travado em estado estacionário, é dada por:

$$S_o = \frac{S_{fr} - \frac{\gamma e(N) \cdot \Delta N_o}{\gamma}}{1 + \frac{a \Delta N_o}{\gamma}} \quad (\text{B.10})$$

$$\phi_o = \sin^{-1} \left\{ \frac{\Delta \omega_{inj}}{\kappa_c \sqrt{1 + \beta_c^2}} \sqrt{\frac{S_o}{S_{inj}}} \right\} - \tan^{-1}(\beta_c) \quad (\text{B.11})$$

$$\Delta N_o = -\frac{2\kappa_c}{a} \sqrt{\frac{S_{inj}}{S_o}} \cos(\phi_o) \quad (\text{B.12})$$

sendo que S_o e ϕ_o são o número de fótons do SL travado e a diferença de fase do sinal óptico em estado estacionário, respectivamente, e ΔN_o é definido por:

$$\Delta N_o = N_o - N_{th} \quad (\text{B.13})$$

sendo que N_o é o número de portadores eletrônicos em estado estacionário do SL travado.

B.3 CRITÉRIOS DE ESTABILIDADE E BANDA DE TRAVAMENTO

A resolução das equações B.10 a B.13 não é imediata, pois é necessário o conhecimento da região dos valores de ϕ_o e ΔN_o que torna a solução do sistema estável, ou seja, uma vez que o SL é travado com valores de potência de injeção e $\Delta \omega_{inj}$ fixos, este permanece incondicionalmente em regime estacionário após o término do período transitório. Tais soluções são definidas como critérios de estabilidade e estão bem fundamentadas na literatura (GORDON, 2006) (ZHANG *et al.*, 2008b).

$$\Delta \omega_{inj} = -\kappa_c \sqrt{\frac{S_{inj}}{S_o}} [\beta_c \cos(\phi_o) + \sin(\phi_o)] \quad (\text{B.14})$$

Fazendo a seguinte substituição:

$$\Psi = \tan^{-1}(\beta_c) \quad (\text{B.15})$$

e usando as seguintes relações trigonométricas:

$$\sin(\Psi + \phi_o) = \sin(\Psi) \cos(\phi_o) + \sin(\phi_o) \cos(\Psi) \quad (\text{B.16})$$

$$\sin[\tan^{-1}(\beta_c)] = \frac{\beta_c}{\sqrt{\beta_c^2 + 1}} \quad (\text{B.17})$$

$$\cos[\tan^{-1}(\beta_c)] = \frac{1}{\sqrt{\beta_c^2 + 1}} \quad (\text{B.18})$$

As equação B.14 pode ser reescrita como:

$$\Delta\omega_{inj} = -\kappa_c \sqrt{\frac{S_{inj}}{S_o}} \sqrt{\beta_c^2 + 1} \sin[\tan^{-1}(\beta_c) + \phi_o] \quad (\text{B.19})$$

Esta equação permitiu relacionar $\Delta\omega_{inj}$ a ϕ_o em uma forma compacta, permitindo a extração do primeiro critério de estabilidade e da banda de travamento. Rearranjando-se a equação B.19, chega-se a:

$$\sin^{-1}\left(\frac{\Delta\omega_{inj}}{\kappa_c \sqrt{\beta_c^2 + 1}} \sqrt{\frac{S_{inj}}{S_o}}\right) = \tan^{-1}(\beta_c) + \phi_o \quad (\text{B.20})$$

A obtenção da banda de travamento é imediata, devido à própria construção da equação B.20. O domínio real do arco seno é limitado ao intervalo:

$$-\frac{\pi}{2} < \sin^{-1}(f) < \frac{\pi}{2} \quad (\text{B.21})$$

Combinando as equações B.20 e B.21 a banda de travamento pode ser expressa por:

$$|\tan^{-1}(\beta_c) + \phi_o| \leq \frac{\pi}{2} \quad (\text{B.22})$$

A equação B.22 define o primeiro critério de estabilidade para um FP-LD sob o efeito de travamento por injeção.

Vários trabalhos teóricos e experimentais indicam que a densidade de portadores eletrônicos, uma vez fixado o valor de $J(t)$, decresce à medida que a potência de injeção é aumentada (GORDON, 2006) (ZHANG *et al.*, 2008b). Logo, o segundo critério de estabilidade, derivado da equação B.12, é dado por:

$$\Delta N_o \leq 0 \longrightarrow |\cos(\phi_o)| \leq 1 \longrightarrow |\phi_o| \leq \frac{\pi}{2} \quad (\text{B.23})$$

Após alguma álgebra, as desigualdades resultantes das equações B.22 e B.23 somente são satisfeitas se:

$$-\frac{\pi}{2} \leq \phi_o \leq \cot^{-1}(\beta_c) \quad (\text{B.24})$$

A equação B.24 expressa as condições de contorno de ϕ_o . Entretanto, o controle de ϕ_o não é tão simples de se obter experimentalmente, sendo necessário definir outras grandezas que estejam relacionadas a ϕ_o e que satisfaçam a condição imposta pela equação B.24. Substituindo

a condição de contorno da equação B.24 na equação B.19, chega-se a:

$$-\kappa_c \sqrt{\frac{S_{inj}}{S_o}} \sqrt{\beta_c^2 + 1} \leq \Delta\omega_{inj} \leq \kappa_c \sqrt{\frac{S_{inj}}{S_o}} \quad (\text{B.25})$$

Definindo a razão de injeção como:

$$R(\text{dB}) = 10 \log \left(\frac{S_{inj}}{S_o} \right) \quad (\text{B.26})$$

A diferença em frequência, assim como a razão de injeção, são duas variáveis que podem ser melhor controladas experimentalmente em comparação à ϕ_o , e uma vez que estão estabelecidas, as demais equações são resolvidas em função destes parâmetros.

A equação B.25 estabelece um intervalo, não simétrico em relação a 0 Hz, entre os valores de diferença em frequência cujo travamento óptico seja estável. Entretanto, tal solução refere-se às equações de um laser monomodo, e esse intervalo pode ser reduzido em uma cavidade de FP-LD, devido à coexistência de vários modos na cavidade. O interesse prático da solução da equação B.25 é o comportamento de S_o , N_o e ϕ_o em relação a $R(\text{dB})$ e $\Delta\omega_{inj}$, denominado mapa de estabilidade. É intuitiva a existência de certo limite onde a condição de estabilidade deixe de ser satisfeita para valores suficientemente grandes de $\Delta\omega_{inj}$ ou suficientemente pequenos de $R(\text{dB})$. O mecanismo de travamento óptico é um processo de ressonância entre a frequência dos modos existentes na cavidade e a frequência central do sinal óptico externo. Logo, certa proximidade entre tais frequências, para um dado valor de $R(\text{dB})$, é necessária para que o fenômeno ocorra. Lembrando novamente que no caso de auto-realimentação, $\Delta\omega_{inj} = 0$, mas ainda é necessário um valor mínimo de $R(\text{dB})$.

B.4 PROPRIEDADES ESPECTRAIS

A fim de determinar em que condições (potência óptica e comprimento de onda do sinal injetado) o FP-LD é travado, é essencial mapear os regimes de funcionamento sobre um gráfico definido pelos dois parâmetros: potência do sinal injetado e à diferença entre os comprimentos de onda do sinal injetado e de um modo específico do FP-LD. É chamado de mapa de injeção (BLIN *et al.*, 2003; DUARTE, 2011).

A Figura 111(a) mostra um exemplo de espectros ópticos de FP-LD em regime *free-running* e em regime de travamento quando injetado por um sinal externo de -10dBm nas fronteiras da banda C. No regime de travamento, o modo submetido a injeção óptica está travado pelo comprimento de onda do laser mestre, enquanto os outros modos são fortemente atenuados. Assim, uma razão de supressão dos modos laterais (SMSR - Side Mode Suppression Ratio)

maior do que $30dB$ é obtida, desta maneira a operação do laser travado pode ser considerada como sendo de modo único. O mapa de injeção estática do FP-LD é dada na Figura 111(b). A região azul corresponde ao regime de travamento. Podemos ver que este último regime começa com uma potência injetada de $-16dBm$ quando a diferença entre a frequência do sinal injetado e a do modo escolhido (detuning) é zero. Na ONU auto realimentada o detuning será zero, portanto basta que o sinal semente tenha uma potência superior a $-16dBm$ para obedecer a este critério. A faixa espectral de regime de travamento aumenta com a potência injetada. Com uma potência injetada superior a $-5dBm$, a faixa espectral da região de travamento abrange a faixa espectral livre (FSR - Free Spectral Range) do FP-LD, ou seja, o FP-LD será travado com qualquer que seja o comprimento de onda injetado dentro deste modo específico. A região branca corresponde ao regime de desbloqueio. Neste regime, o sinal de saída do FP-LD é simplesmente uma soma de dois sinais (o sinal de *free-running* do FP-LD e o sinal injetado) ou corresponde a um bloqueio instável com o valor da SMSR $< 30dB$.

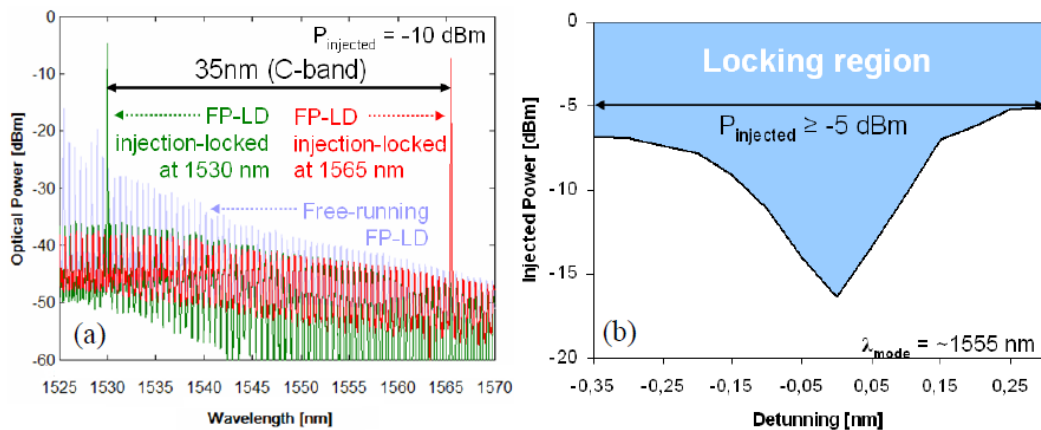


Figura 111: Espectros ópticos de um FP-LD(a) e mapa de injeção estática do FP-LD para um modo específico em $1555nm$ mostrada em (BLIN *et al.*, 2003).